re

radioelektronik

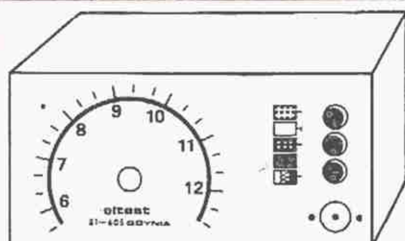
3 '83

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137 6802

Cd. na III str. okł.



re Radioelektronik

MARZEC 1983 • ROCZNIK XXXIV (46)

3 '83

WYDAWNICTWO



SIGMA

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA
CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

PRENUMERATĘ NA KRAJ od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach wojewódzkich i innych miastach przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch". W miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW i na terenach wiejskich prenumeratę przyjmują urzędy pocztowe i doręczyciele.
Prenumeratorzy indywidualni zamieszkali w miastach opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych na r-k bankowy Oddziału RSW „Prasa-Książka-Ruch".
Osoby zamieszkałe na wsiach i w miejscowościach, gdzie nie ma Oddziałów RSW, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.
Prenumerata jest przyjmowana bez ograniczeń (nie limitowana).
PRENUMERATĘ ZE ZLECENIEM WYSYŁKI ZA GRANICĘ przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O. W-wa Nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
Przedpłaty są przyjmowane w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze oraz cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty roku bieżącego.
Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 32/CO. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 40. Numer zamknięto 28 I 1983 r. M-81.

W 1982 roku minęła setna rocznica telefonii warszawskiej. Dzięki wysiłkom naszych pionierów teletechniki, m.in. inżynierów: Jana Glińskiego, Jakuba Jasińskiego, Władysława Olendzkiego, Leona Antoniego Olszewskiego, Witolda St. Wróblewskiego i Kazimierza Zajdlera zainstalowano pierwszą centralę i sieć telefoniczną w stolicy Polski. Założono wówczas sieć napowietrzną, a następnie kablową. W okresie międzywojennym zainstalowano pierwsze liczniki telefoniczne, pierwsze centrale automatyczne, zegarynki i pogodynki oraz publiczne aparaty wrzutowe na ulicach. Rozpoczęto także automatyzację telefonów sieci podmiejskiej Warszawy. Zbudowano dużą centralę międzymiastową. Nad rozwojem technicznym telefonii miejscowej pracuje obecnie kilka placówek naukowo-badawczych, w tym: Instytut Łączności oraz Biuro Studiów i Projektów Łączności. Prace społeczne w tym zakresie rozwijają sekcje telekomunikacyjne Zarządu Głównego i oddziałów SEP, a zwłaszcza Oddziału Warszawskiego Elektroniki i Telekomunikacji SEP.

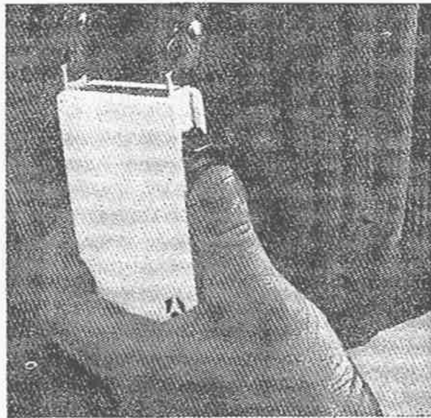
Ze statystyki opublikowanej przez firmę Siemens wynika, że na początku 1981 r. było na świecie zainstalowanych 510 mln telefonów, co oznacza zwyżkę w ciągu roku o 5,3%. Odpowiada to 11,5 punktom telefonicznym na 100 mieszkańców. Rozdział ten nie jest równomierny. Podczas gdy Afrykanie muszą się zadowolić 1,3 telefonu na 100 mieszkańców, na Oceanii na tę liczbę przypada ich 42. Na drugim miejscu znalazła się Ameryka (cały kontynent) z liczbą 36, a na trzecim Europa z liczbą 28. Na jednego mieszkańca przypada 70 s rozmowy telefonicznej dziennie. Ze wszystkich innych służb telekomunikacyjnych statystyczny „ziemianin" korzysta jedynie przez 5 s na dobę.

Japońskie Ministerstwo Przemysłu i Handlu Zagranicznego (MITI) rozpoczęło realizację siedmioletniego programu, którego celem jest opracowanie tzw. zrobotyzowanego systemu elastycznej produkcji (FMS), wspomaganego przez laser. System ma być zdolny do produkowania, bez udziału człowieka w procesie wytwarzania, wszelkiego rodzaju elementów maszyn i urządzeń o ciężarze do 550 kg w seriach do 300 sztuk, po cenie dwa razy niższej za element niż to ma miejsce w systemie dotychczasowym. W linii produkcyjnej przewidziane są roboty-obrabiarki z wymiennymi narzędziami i wymiennym programem obróbczym oraz wózki transportowe bez kierowcy, sterowane elektrycznie za pomocą podziemnego kabla. Do precyzyjnego ustawiania części na obrabiarkach oraz do kontroli wykończonych operacji służyć będą źródła laserowe. Wózki mają nie tylko przenosić obrabiane części z jednego stanowiska na drugie, lecz również składać je w rozdzielni i pobierać stamtąd półprodukty do obróbki. Cała linia produkcyjna będzie sterowana przez centralny komputer, co pozwala na całodobową produkcję bez przerwy i bez nadzoru przez człowieka w godzinach nocnych.

Roczny przyrost produkcji taśmy magnetycznej w świecie wynosi 15%. W 1980 r. taśmy magnetofonowej wyprodukowano 815 mln m^2, zaś taśmy „video" 230 mln m^2. 48% produkcji przypadło dla użytkowników w USA, 28% dla Europejczyków, 14% dla Japończyków, a tylko 10% dla pozostałych mieszkańców naszego globu. Na dalszy wzrost zużycia taśmy będzie miał decydujący wpływ rozwój rynku magnetowidów. W 1981 r. zarejestrowano 3,4 mln tych urządzeń w Japonii, 2,7 mln w USA i 2,6 mln w Europie. Prognoza przewiduje, że w 1983 r. liczba ich podniesie się w każdym z tych obszarów do 6 mln sztuk. W tym samym czasie nasycenie gospodarstw domowych kolorowymi odbiornikami telewizyjnymi wyniesie w USA 98% (75 mln sztuk), w Japonii 98% (36 mln), w Europie Zachodniej 58% (68 mln).

W USA przewiduje się umieszczenie na orbicie 2 geostacjonarnych satelitów telekomunikacyjnych przeznaczonych do łączności radioamatorskiej. Wniosek o pozwolenie złożyła w tej sprawie w Federalnym Urzędzie Łączności (FCC) firma Cablesat General Corp. Każdy z satelitów będzie zawierał transponder, który będzie odbierał sygnały w pasmie 5,65...5,67 GHz i przesyłał je na Ziemię w pasmie 3,4...3,41 GHz. Zakłada się, że radioamatorzy, którzy będą korzystać z satelity do łączności fonicznej będą musieli dysponować anteną paraboliczną o średnicy 2 metry i nadajnikiem o mocy wyjściowej 10 W. Wyrzucenie satelitów za pomocą rakiety Shuttles nastąpi prawdopodobnie w 1985 r. Jako miejsce „zawieszenia" satelitów przewiduje się 65° i 145° długości zachodniej, co uniemożliwia jakiekolwiek wykorzystanie ich w Europie, pomijając fakt, że również pasmo wybranych częstotliwości przyznane zostało regionom 2 i 3, podczas gdy Europa należy do regionu 1.

Dzięki wprowadzeniu elektronicznych central telefonicznych ludzie niedołężni lub chorzy uzyskali możliwość automatycznego zaalarmowania pogotowia ratunkowego lub przyzywania innego rodzaju pomocy. Francuska firma Thomson-CSF opracowała bardzo prosty nadajnik (fot. niżej) noszony na szyi, który – po naciśnięciu guzika – uruchamia przystawkę połączoną z numerycznym telefonem klawiszowym i wyzwala sygnał telefoniczny u odbiorcy pod z góry zaprogramowanym numerem. Sygnał jest zaszyfrowany w centrali dzięki czemu odbiorca otrzymuje informację o numerze, z którego przyszło wezwanie. Przystawka umożliwia swobodne poruszanie się po mieszkaniu. Trudności w opracowaniu urządzenia związane były ze znacznym uproszczeniem obsługi, przy jednoczesnej miniaturyzacji i zmniejszeniu ciężaru oraz zapewnieniem niezawodności działania (niedopuszczenie do fałszywych alarmów lub zakłócania innych urządzeń w sąsiedztwie).



Płyta gramofonowa z zapisem cyfrowym, tzw. Compact Disc (CD) znalazła się oficjalnie na rynku. W Europie Zachodniej start tego nowego produktu związano z wystawą Hi-Fi Video '82 w Düsseldorfie. U podstaw CD leży wspólne przedsięwzięcie Philips-Sony zapewniające przyjęcie w świecie jednolitego standardu. Standard przyjęty przez te firmy jest respektowany obecnie przez 42 innych producentów. Dzięki temu osiągnięto wymienność, której nie udało się wprowadzić w technice magnetowidowej. Gramofon w RFN kosztuje 2000 DM, zaś płyta z muzyką rozrywkową 32...35 DM, a z muzyką klasyczną 40...43 DM. Czas reprodukcji – 1 h. W końcu 1983 r. na rynku ma się znaleźć 550 tytułów płyt, a następnie przewiduje się pojawienie 30 nowych płyt miesięcznie. W jednej z największych fabryk płyt, Polygram w RFN, przygotowano się do produkcji 20 tys. sztuk płyt dziennie, co odpowiada 4 mln sztuk rocznie.

Nowe generatory słoneczne, których ogniwa uzbrojono w soczewki koncentrujące światło słoneczne, cechuje 1000-krotne zwiększenie gęstości mocy. Zasada wysokotemperaturowych ogniw słonecznych wykorzystujących dla skupiania promieni soczewki Fresnela była już od dawna znana, dzięki czemu uzyskano zwiększenie sprawności ogniw o 20%, lecz wszystkie eksperymenty prowadziły dotychczas do zniszczenia soczewek w wysokiej temperaturze. W wyniku prac badawczych dwóch amerykańskich firm zbudowano ogniwo zintegrowane z soczewką, dzięki czemu usunięto dotychczasowy mankament. W badaniach laboratoryjnych, gdzie zastosowano baterie słoneczne oparte o GaAs, udało się uzyskać prawie dwukrotnie większą sprawność. Ze względu na wysoką cenę GaAs ogniwa wykonywane będą na podkładzie krzemowym. Na podobnej zasadzie pracuje generator słoneczny japońskiej firmy Mitsubishi. Składa się on ze 130 kwadratowych ogniw słonecznych każde o boku 1,8 cm. Według producenta generator ten osiąga moc 500 W, co należy uznać za nadzwyczajne osiągnięcie.

Nowy układ scalony wykonany za pomocą technologii CMOS, z przeznaczeniem do zegarka elektronicznego, pobiera prąd o połowę mniejszy niż dotychczasowe zegarki, mianowicie 100 do 150 nA. Takim wynikiem chlubi się filia znanego producenta japońskiego Seiko Watch Manufacturing, która dzięki temu spodziewa się nowego ożywienia na rynku zegarków elektronicznych.

W Japonii wynaleziono materiał silnie absorbujący mikrofale. Stopień absorbcji warstwy o grubości 2,5 mm tego materiału wynosi 24 dB, a szerokość pasma absorbowanego sięga ±22 GHz między punktami o tłumieniu 10 dB. Materiał w postaci farby może służyć do maskowania samolotu, a przy odpowiedniej jego konstrukcji uczynić samolot „niewidzialnym" dla radaru.

Nową drogę dla telegazety wybrała jedna z amerykańskich stacji telewizyjnych WFLD-TV. Mianowicie, nadaje ona po prostu kolejno wszystkie strony gazety po zakończeniu programu, tzn. przez całą noc aż do początku następnego programu, tak jak nadaje się obraz kontrolny. Dzięki temu każdy abonent może odbierać telegazetę, a nie tylko ten, którego odbiornik jest wyposażony w dekoder teletekstu. Wadą tego pomysłu jest oczywiście konieczność oczekiwania na pojawienie się interesującej strony, podczas gdy pojedyncza projekcja trwa od 5...20 sekund, w zależności od zawartości informacji, oraz ograniczenie odbioru do określonych godzin. Przy użyciu dekodera można natomiast przełączyć się z programu na odbiór gazety w dowolnym czasie. Eksperyment WFLD-TV jest jednak chyba wart przejściowego naśladownictwa wszędzie tam, gdzie względy ekonomiczne nie pozwalają na rychłe wdrożenie teletekstu.

W Wielkiej Brytanii wyprodukowano przystawkę podróżną, która pozwala użytkownikowi włączyć się do sieci teletekstu, znanego w Anglii pod nazwą Prestel. Przystawkę można używać wszędzie, gdzie znajduje się telefon i odbiornik telewizyjny (oczywiście w regionach, które dysponują siecią teletekstu), a więc również w pokojach hotelowych. Można ją połączyć z siecią telefoniczną za pomocą sprzęgacza akustycznego, zaś z telewizorem za pomocą kabla włożonego w jego gniazdko antenowe. Przystawka o wymiarach walizki biurowej waży razem z magnetofonem kasetowym służącym do automatycznego nadawania lub odbioru 7,5 kg.

Służba teletekstowa zaczyna się rozwijać również na kontynencie europejskim. We Francji, gdzie ten system nazywa się Teletel, od października 1982 r. istnieje możliwość korzystania z tej służby na całym terytorium państwa. Terminale, w postaci oddzielnych przystawek zwanych Minitel, są wypożyczane przez pocztę po cenie około 10 dol. na miesiąc. Wprowadzenie tych terminali było poprzedzone dwuletnią akcją eksperymentalną instalowania u abonentów prostych monitorów zastępujących książkę telefoniczną (fot. niżej). Oczekuje się, że na początku 1983 r. będzie 20 tys., zaś w końcu roku 1990 – 100 tys. użytkowników Minitelu we Francji.

Na podstawie elementarnych danych dotyczących grubości obszaru ładunku przestrzennego w złączach p-n (0,03 μm), efektywnej grubości bazy w tranzystorach bipolarnych (0,05 μm) oraz efektywnej długości kanałów w MOSFET (0,1 μm) prof. Otto G. Folderth, pracownik IBM w RFN wyliczył maksymalną, teoretyczną skalę integracji wynikającą z ograniczeń fizycznych. Ta gęstość ultrazminiaturyzowanych tranzystorów wynosi 25 mln bramek/cm^2. Praktycznie, choćby ze względu na miejsce potrzebne na połączenia, granica ta nie będzie nigdy osiągnięta. Aby zbliżyć się w największym stopniu do tej wielkości konieczne jest przezwyciężenie bariery szerokości 1 μm na strukturze półprzewodnikowej, co prawdopodobnie będzie osiągnięte za pomocą litografii wykorzystującej promienie rentgenowskie i promienie elektronowe. Jednakże koszt tej technologii będzie bardzo duży, opłacalny tylko w przypadku produkcji masowej układów danego typu. Im więcej układów ma się znajdować na jednym chip'ie, tym bardziej stromo, niemal wykładniczo, rosną nakłady na ich produkcję i kontrolę. Prawidłowość ta przejawia się już dzisiaj w postaci zwolnienia tempa wymiany starszych przez nowe rodziny chip'ów przy projektowaniu nowych urządzeń. Obecnie produkowane układy o wielkiej skali integracji zawierają struktury, w których szerokość cewki zawiera się między 2,5-4 μm.

Po zwrocie przez Izrael Synaju Egiptowi założono tam odcinek łączności telefonicznej i teleksowej o długości 1000 km, oparty na 27 radiowych stacjach przekaźnikowych. Instalacji dokonała firma Siemens. Ponieważ 18 stacji pracuje w miejscowościach nie posiadających energii elektrycznej, zasilanie przekaźników odbywa się z generatorów słonecznych, składających się z 33 tys. ogniw krzemowych, tworzących moduły typu SFH 140-136 po 56 lub 48 ogniw. Ogniwa te mają średnicę 10 cm. Łączna moc wszystkich generatorów wytwarzana na drodze przemiany energii słonecznej wynosi 30 kW. Doświadczenia pokazały, że generatory słoneczne sprostały klimatowi, znoszą bowiem dobrze nie tylko burzę piaskową z wiatrem o prędkości 200 km/h, lecz również długotrwałe, 16-godzinne „suche ciepło" przy temp. 85°C.



Dla lepszego wykorzystania otwartych parkingów samochodowych, które wieczorami stoją puste, postanowiono w RFN zamieniać je na kina samochodowe, w których widzowie siedzą we własnych wozach. Doprowadzenie głosu do oglądających rozwiązano za pomocą bezprzewodowych słuchawek na podczerwień, które otrzymuje się w kasie kina. W ten sposób uniknięto wpływu hałasu miejskiego i umożliwiono odbiór filmu również w chłodne wieczory. Firma Sennheiser, która opracowała zespół odbiorczy, nie ujawniła jego szczegółów technicznych, aby – jak zakomunikowano – gorliwi radioamatorzy nie mogli ich sobie zbudować sami i tym samym uczestniczyć w spektaklu bez biletu.

Francuska firma Thomson-CSF postanowiła podjąć produkcję kamery magnetowidowej na licencji japońskiej firmy Sony, pracującej w systemie Betacam z taśmą magnetyczną o szerokości 1/2 cala. Według informacji obu partnerów system ten będzie można szybko, w nieskomplikowany sposób i bez przesadnych kosztów, dopasować do innych istniejących już systemów. U podstaw decyzji Thomsona leżała również informacja, że 1/2-calowy system Betacam przedstawiono amerykańskiemu Związkowi Inżynierów Kina i Telewizji, który ma uprawnienie do przeprowadzania prób i rekomendowania kamer ca amerykańskim rynku.

Dla uzyskania nadprzewodnictwa w przewodach używa się obecnie stosunkowo drogich stopów z udziałem rzadkich metali, takich jak niob czy tytan. Po ochłodzeniu ich do temperatury płynnego helu mają one znikomo małą rezystancję. Ostatnio przeprowadzone doświadczenia w ZSRR wykazały, że właściwość nadprzewodnictwa ma również aluminium o bardzo wysokim stopniu czystości. Przewody aluminiowe o czystości 99,999% dadzą się według opinii ekspertów wytwarzać znacznie taniej niż dotychczas używane materiały nadprzewodzące.

Władze holenderskie i szwajcarskie otrzymały zgodę od ZSRR na korzystanie z programów telewizyjnych przekazywanych na obszar Związku Radzieckiego za pomocą radzieckiego satelity „Horizont". Programy te są odbierane przez anteny zbiorowe służące do zasilania sieci telewizji kablowej w rozmaitych okręgach tych krajów. Również w RFN pojawiły się żądania abonentów, aby włączyć radziecki program telewizyjny via „Horizont" do miejscowych sieci kablowych.

Mikrokomputer (μC) znajduje coraz częściej zastosowanie w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku (espu). W ciągu ostatniego roku firma Siemens sprzedała ponad 1,5 mln tych podzespołów przeznaczonych do odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz do magnetowidów. Jeden z ostatnich μC, SDA2010, zawierający 20 tys. elementów na jednej strukturze (16,2 mm^2), obejmuje dwa rodzaje pamięci i służy do sterowania cyfrową syntezą częstotliwości, do automatycznego przeszukiwania zakresu oraz włączania lub wyłączania urządzenia w wybranym uprzednio czasie. W magnetowidach typu VCR służy do sterowania skomplikowanym przebiegiem taśmy. Dwie nowe wersje μC (SDA 2020/2030) umożliwiają rozszerzenie zarówno zakresu obsługiwanych funkcji, jak również pojemności pamięci. Wszystkie mikrokomputery μC Siemensa przeznaczone dla espu pracują w cyklu 10 μs i są zasilane napięciem 5 V.

Wystawa japońskiej firmy JVC w Warszawie

W listopadzie ub.r. w gmachu przedsiębiorstwa handlu zagranicznego Intraco odbyła się wystawa sprzętu audiowizualnego znanej japońskiej firmy Victor Company of Japan – JVC. Wystawa była dobrą okazją do poznania nowoczesnych kierunków w konstrukcji przenośnych i domowych odbiorników radiofonicznych, wzmacniaczy m.cz., radiomagnetofonów kasetowych, magnetowidów. Z dużej liczby interesujących eksponatów wybrano najbardziej interesujące.

Tuner T-X55

Najbardziej rozbudowany tuner wyposażony w układ syntezy częstotliwości; do odbioru w zakresach fal średnich oraz ultrakrótkich. Wyposażony w cyfrowy wskaźnik częstotliwości. Po naciśnięciu przycisku na tym samym wskaźniku uzyskuje się informację o sile sygnału odbieranej stacji – dB/μV na zakresie UKF, dB/μV/m na zakresie fal średnich. W układzie strojenia zastosowano mikrokomputer wybierający optymalne warunki odbioru każdej stacji. Podczas dostrajania stacji mikrokomputer automatycznie określa siłę sygnału odbieranej stacji i sprawdza, czy sąsiednie stacje nie powodują interferencji. Na podstawie tych danych zostają dobrane warunki odbioru: czułość tunera i szerokość pasma. Użytkownik może w każdej chwili skorygować te parametry. Można wybrać jeden z czterech rodzajów strojenia:

- ręczne
- automatyczne dostrojenie do następnej w kolejności stacji
- automatyczne z preselekcją; można zaprogramować do 8 stacji na każdym zakresie, włączanych przyciskiem
- automatyczne z pamięcią; układ odbiera kolejno 8 pierwszych stacji na zakresie FM lub AM.

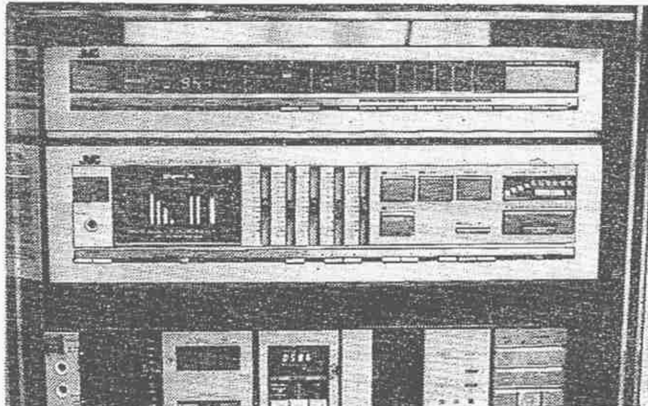
Tuner T-X30L

Jest to tuner nieco mniej rozbudowany niż poprzedni, z zakresami fal ultrakrótkich, średnich i długich. Również wyposażony w układ syntezy częstotliwości. Strojenie ręczne lub automatyczne, możliwość zaprogramowania 7 stacji FM i tyle samo AM. Cyfrowy wskaźnik częstotliwości. We wskaźniku poziomu odbieranego sygnału użyto różnobarwnych diod świecących. Zmiana barwy od czerwonej poprzez pomarańczową do zielonej odpowiada wzrastającemu poziomowi sygnału.

Wzmacniacz A-X50

Wzmacniacz ten wchodzący w skład „wieży" (fot. 1) współpracuje z omówionym poprzednio tunerem T-X30L. Moc wyjściowa jednego kanału 75 W. Wzmacniacz mocy pracuje w klasie A, w układzie o firmowej nazwie „Super-A". Wzmacniacz ma

1



wbudowany korektor graficzny z regulacją pięciu częstotliwości (63 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 4 kHz, 16 kHz). Po lewej stronie płyty czołowej znajduje się specjalny wskaźnik świetlny „ilustrujący" działanie korektora graficznego. Świecące, pionowe paski o zmieniającej się wysokości, informują o oddziaływaniu korektora na wzmacniane sygnały w poszczególnych przedziałach częstotliwości. Obwody wejściowe nie zawierają kondensatorów wprowadzających zniekształcenia. Układ taki ma firmowe oznaczenie ICL (Input Capacitor – Less). Regulacja wzmocnienia za pomocą „elektronicznego" potencjometru uruchamianego przyciskiem o dużej powierzchni, umieszczonym z prawej strony płyty czołowej.

Podwójny magnetofon kasetowy KD-W7

Coraz częściej spotyka się konstrukcje zawierające dwa magnetofony kasetowe we wspólnej obudowie. Takie rozwiązanie umożliwia szybkie przekopiowywanie audycji z jednej taśmy na drugą z podwójną prędkością przesuwu. Możliwe jest również odtwarzanie audycji kolejno z jednej i drugiej taśmy (kasety) bez przerw. Ułatwiane jest dokonywanie wszelkiego rodzaju nagrań kombinowanych. Magnetofon jest wyposażony w dwa układy tłumienia szumów: Dolby i ANRS. Każdy kanał ma wskaźnik poziomu – wysterowania z 7 diodami świecącymi.



2

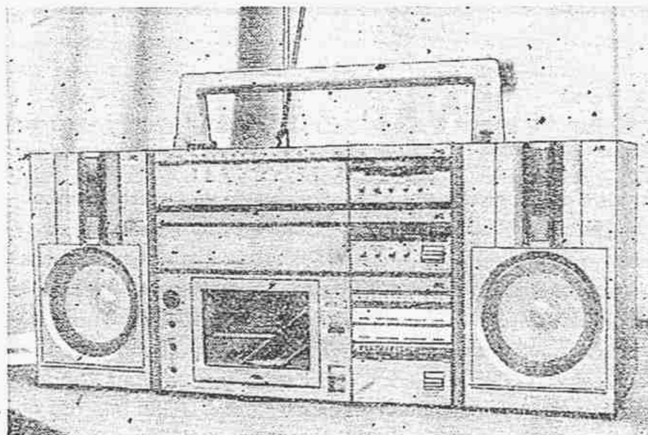
Bardzo popularne są wszelkiego rodzaju zestawy typu „wieża". W skład uwidocznionej na fot. 2 „wieży" wchodzi gramofon QLA51, wzmacniacz A-X77, tuner T-X55 i magnetofon kasetowy – deck DD-77. Z wieżą współpracują kolumny typu Zero 4, każda z trzema głośnikami, o mocy 150 W.

Gramofon elektryczny L-E600

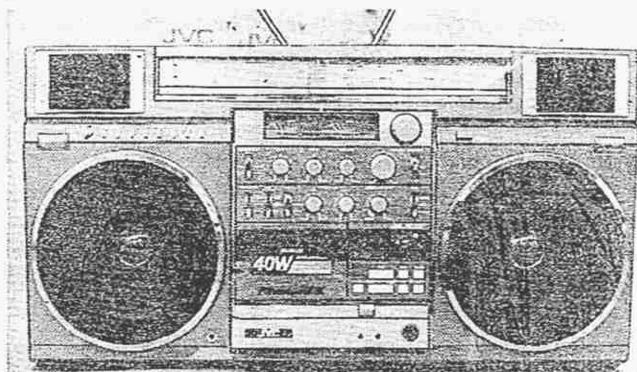
Do interesujących nowości konstrukcyjnych można zaliczyć automatyczny gramofon elektryczny z liniowym prowadzeniem ramienia. Ramię nie jest mocowane obrotowo w jednym punkcie jak w konwencjonalnych konstrukcjach, lecz jest prowadzone precyzyjnie wzdłuż linii prostej, dzięki czemu ruch ramienia przy odtwarzaniu jest dokładnie taki sam, jak przy nagrywaniu płyty. Ramię jest w tej konstrukcji krótkie, a więc mniej podatne na własne drgania. Mniejszy jest przesłuch między kanałami przy nagraniach stereofonicznych. Sterowanie jest całkowicie elektroniczne.

Przenośny radiomagnetofon PC5L

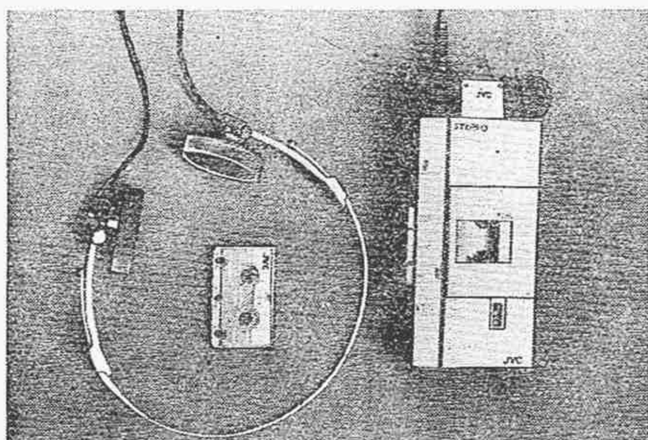
Uwagę zwraca oryginalna konstrukcja urządzenia (fot. 3). Tuner, wzmacniacz m.cz., magnetofon kasetowy oraz kolumny



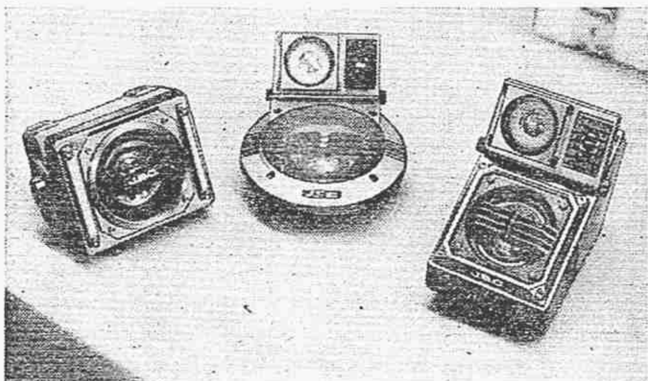
3



4

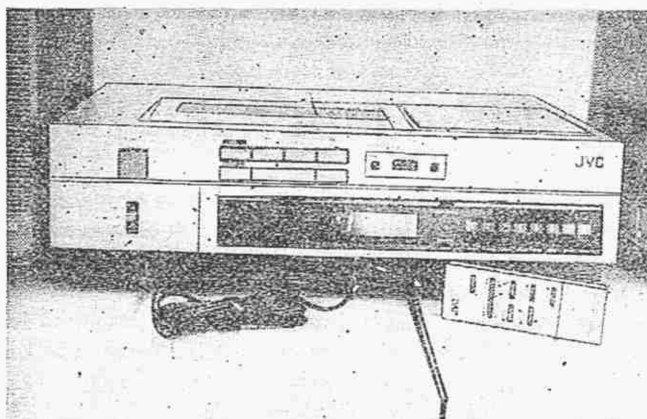


5

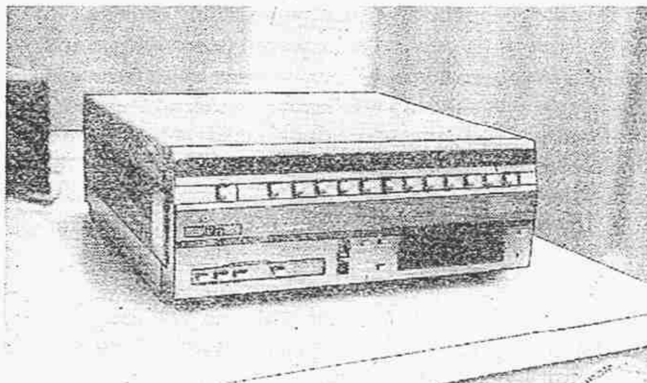


6

głośnikowe tworzą jedną całość, ale mogą być bez trudności rozłączone i wtedy kolumny, tuner, wzmacniacz, magnetofon mogą być użytkowane w dowolnej konfiguracji. Możliwe jest również oddzielne wykorzystywanie poszczególnych zespołów. Maksymalna moc wyjściowa 2×20 W. Zasilanie uniwersalne: sieciowe, bateria złożona z akumulatorów Ni-Cd, zwykłe baterie, akumulator samochodowy.



7



8

Przenośny radiomagnetofon RC M90L

Imponująco prezentuje się ten największy z przenośnych radiomagnetofonów (fot. 4) 8-zakresowy tuner. Magnetofon z dwusilnikowym napędem, dwa systemy tłumienia szumów (Dolby i Super ANRS), cztery głośniki (2 niskotonowe i 2 wysokotonowe). Moc wyjściowa 2×20 W. Uniwersalne zasilanie: baterie, akumulator samochodowy, sieć.

Stereofoniczny magnetofon na słuchawki MQ-5K

Pewnego rodzaju przeciwieństwem w stosunku do radiomagnetofonu RC M90L jest ten miniaturowy magnetofon stereofoniczny, dostosowany do mikrokaset (fot. 5). Wyposażony w stereofoniczny mikrofon, współpracuje z bardzo lekkimi słuchawkami. Charakteryzuje się małymi wymiarami 68×128×28,5 mm i małą masą 270 g z bateriami. Zasilanie: dwie baterie R6.

Samochodowe kolumny głośnikowe

Niewątpliwym osiągnięciem technicznym są zestawy głośnikowe o dużej mocy przeznaczone dla samochodów (fot. 6). Głośnik typu KR21 (z lewej strony) ma moc 50 W. Zestaw głośnikowy KR23(w środku) – moc 30 W i zestaw KR22 (z prawej) – moc 50 W.

Magnetowid i tuner TV

Jako wyposażenie domowego studia wizyjnego zaprojektowano magnetowid HR7200 EG (fot. 7) i telewizyjny tuner TU24EG (fot. 8). Magnetowid jest bardzo prosty w obsłudze. Odnajdywanie poszukiwanej audycji jest ułatwione dzięki urządzeniu szybkiego przesuwu taśmy. Magnetowid jest wyposażony także w zespoły odbiorcze TV, tak że zapisu można dokonywać bez pomocy odbiornika telewizyjnego. Nagranie wybranej audycji przy programowaniu służy do wskazywania bieżącego czasu za pośrednictwem wskaźników cyfrowych.

Tuner TV – firmowa nazwa Tuner / Adapter jest 12-kanałowym odbiornikiem. Dzięki zastosowanemu w nim mikroprocesorowemu programatorowi można zaprogramować włączanie dwóch wybranych programów z wyprzedzeniem do 14 dni.

(Fotografowała Beata Bąk) J.J.

Problemy przestrzennego odtwarzania dźwięku

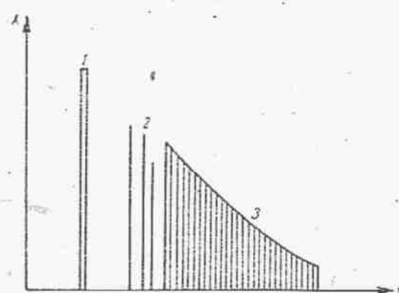
Warto przypomnieć, że niedawno minął jubileusz – 100 lat stereofonii. W 1881 r. Clement Ader opatentował wynalazek instalacji telefonicznej przeznaczonej do indywidualnego odsłuchu przedstawień teatralnych. Pierwsza publiczna demonstracja wynalazku odbyła się w tym samym roku na wystawie w Paryżu. W specjalnej sali zainstalowano kilkadziesiąt par słuchawek połączonych z mikrofonami rozmieszczonymi na scenie Opery Paryskiej. Każda para słuchawek była połączona z dwoma mikrofonami umieszczonymi po obu stronach budki suflera, a więc była to niewątpliwie dwukanałowa instalacja stereofoniczna. Okres masowego zastosowania stereofonii nastąpił, jak wiadomo, znacznie później bo po 1960 r. wraz z pojawieniem się stereofonicznych płyt gramofonowych i wprowadzeniem stereofonicznych transmisji radiofonicznych systemem UKF-FM.

Wydawało się, że rozwijająca się technika Hi-Fi w połączeniu ze stereofonią i wielkimi osiągnięciami w zakresie konstruowania urządzeń elektronicznych i przetworników elektroakustycznych rozwiąże wszystkie trudności i uda się umożliwić słuchaczowi idealny odsłuch muzyki w jego własnym mieszkaniu, przy zachowaniu pełnej naturalności przenoszonych obrazów dźwiękowych. Dotychczas jednak to się nie stało. Ponawiane są wciąż próby doskonalenia systemów służących do przenoszenia i odtwarzania dźwięku. W artykule tym przedstawiono kilka informacji na ten temat.

ODSŁUCH W WARUNKACH NATURALNYCH

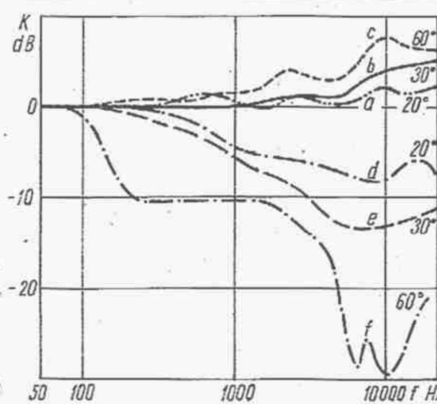
W okresie ostatnich kilku lat pogłębiona została znacznie znajomość własności słuchu ludzkiego, bowiem w psychoakustycznych własnościach słuchu dopatrywano się głównych przyczyn niepowodzeń w realizacji idealnej transmisji dźwięku przestrzennego. Stwierdzono, że w warunkach sali koncertowej można wyodrębnić trzy ważne fazy odbioru określonego dźwięku. W pewnym momencie dociera do słuchacza dźwięk bezpośredni biegnący wprost od źródła. W kilkadziesiąt milisekund później (10...30 ms) napływają z kierunków bocznych i od góry silne dźwięki odbite. Zaraz po tym napływają słabsze dźwięki odbite, pochodzące z odbić od mniejszych i bardziej oddalonych fragmentów sali oraz odbić wielokrotnych, tworzące razem tzw. pogłos, który trwa 1 ... 2 sekund.

Na rysunku 1 przedstawiono schematycznie strukturę takiego kompleksowego dźwięku. Jest ważne, aby dźwięk odbity (pierwsze odbicia) napływał z kierunków bocznych i od góry, nadaje to bowiem swoistej przestrzenności wrażeniom dźwiękowym. Pogłos powinien pochodzić z dźwięków silnie rozproszonych napływających równomiernie ze wszystkich stron. Słuch kojarzy natychmiast odebrane zjawiska dźwiękowe w określoną całość. Słuchacz określa lokalizację źródła dźwięku, rozróżnia rodzaj źródła, rozróżnia wyraźnie charakter pomieszczenia, w którym następują zjawiska akustyczne



Rys. 1. Struktura kompleksowego dźwięku naturalnego w sali
1 – dźwięk docierający bezpośrednio od źródła, 2 – dźwięki odbite (pierwsze odbicia), 3 – pogłos, A – natężenie dźwięku, t – czas

(w danym przypadku sala koncertowa, ale w innym przypadku może to być np. wolna przestrzeń lub małe pomieszczenie). Odczucie kierunku wynika z różnic czasowych odejścia frontu fali dźwiękowej do jednego i drugiego ucha oraz z różnic w charakterystyce częstotliwościowej.



Rys. 2. Charakterystyki czułości uszu w zależności od położenia źródła dźwięku i częstotliwości
a, b, c – charakterystyki ucha skierowanego ku źródłu dźwięku, d, e, f – charakterystyki ucha znajdującego się w „cieniu" głowy, przy charakterystykach podano kąt przesunięcia źródła dźwięku w bok

Na rysunku 2 przedstawiono rodzinę charakterystyk czułości uszu w zależności od położenia źródła dźwięku. Wynika z nich wyraźnie, że przesunięcie źródła dźwięku w bok zwiększa czułość ucha skierowanego ku źródłu, natomiast pogarsza słyszalność dźwięków uchem znajdującym się w „cieniu" głowy słuchacza. Wymienione różnice umożliwiają dość precyzyjne określanie kierunku napływania dźwięków.

Słuch wykazuje wielką czułość w odniesieniu do stanów przejściowych, głównie nabrzmiewania dźwięku, które trwa od kilku do kilkudziesięciu milisekund. Gdy pierwsze silne odbicia napływają zbyt szybko, bądź inne przyczyny wpływają na maskowanie fazy nabrzmiewania dźwięku, to dźwięki muzyki tracą swą wyrazistość, rozróżnialność instrumentów pogarsza się, obraz dźwiękowy traci na „przezroczystości".

Czas i kierunek napływania pierwszych odbić dźwięku oraz pogłos dają słuchaczowi konkretną informację o pomieszczeniu, w którym następują zdarzenia akustyczne. Muzyka i pomieszczenia zostaną powiązane w określoną logiczną całość wynikającą z doświadczenia posługiwania się słuchem.

Okazało się, że jest bardzo trudno „oszukać" nasz słuch. Jest on wysoce wyspecjalizowanym zmysłem o wielkiej precyzji kojarzenia zdarzeń dźwiękowych. Poza tym występuje zjawisko kojarzenia zjawisk dźwiękowych z obserwacją wizualną i samowiedzą o określonych sytuacjach życiowych.

Okolicznością sprzyjającą jest dość szybkie przyswajanie sobie określonych nowych sytuacji. Słuchając w domu muzyki z odbiornika radiofonicznego nie porównujemy odczuwalnych wrażeń z odsłuchem w sali koncertowej. Przyzwyczajamy się do jakości muzyki transmitowanej przez systemy elektroakustyczne. Ta zdolność adaptacji powodowała, że nasi dziadowie słuchali z przyjemnością koncertów odbieranych za pomocą odbiornika detektorowego i słuchawek elektromagnetycznych, a nasi ojcowie odczuwali satysfakcję korzystając ze skromnego odbiornika z głośnikiem małej mocy. Podobnie jest i dziś przy nieporównanie bogatszym wyposażeniu w sprzęt elektroakustyczny.

SYSTEM BINAURALNY

Główne trudności osiągnięcia pełnej naturalności transmitowanej audycji muzycznej wraz z „atmosferą akustyczną" są

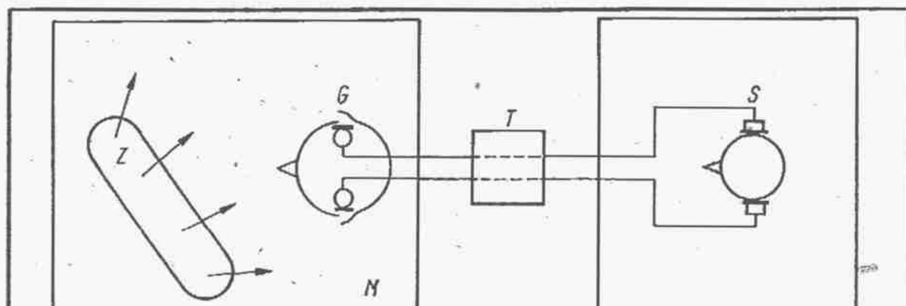
spowodowane „nakładaniem się" własności akustycznych dwóch pomieszczeń: studia i pomieszczenia odsłuchowego. W systemie binauralnym eliminuje się całkowiecie pomieszczenie odsłuchowe, a słuchacza „przenosi się" do studia (pomieszczenia lub miejsca, w którym następują zdarzenia akustyczne). Schemat transmisji systemem binauralnym jest przedstawiony na rys. 3.

Pomysł takiego systemu narodził się bardzo dawno, ale brak odpowiednich mikrofonów stał na przeszkodzie skonstruowania sztucznej głowy mającej własności akustyczne naturalnej głowy ludzkiej. Poza tym początkowo nie przywiązywano dostatecznej wagi do odwzorowania małżowin i kanałów usznych oraz do własniesienia" słuchacza do miejsca zdarzeń akustycznych, przy czym słuchacz odbierał w sposób właściwy „atmosferę akustyczną" tego miejsca oraz lokalizował źródła dźwięków. Przy dokładniejszych badaniach wykryto, że występują znaczne różnice w ocenie jakości odsłuchu przez różnych ludzi. Wynika to z różnic w kształcie małżowin, ich położenia oraz rozmiarów i kształtu głowy. Inaczej mówiąc, sztuczna głowa nie może w pełni zastąpić akustycznie naszej własnej głowy.

Poza tym zauważono, że występują niejednoznaczności w lokalizowaniu źródła dźwięku, szczególnie gdy znajduje się ono z tyłu. Jest to zrozumiałe, ponieważ każdy z nas miewa trudności w zlokalizowaniu źródła dźwięku znajdującego się dokład-



Rys. 5. Słuchawki do optymalnego odsłuchu w systemie binauralnym opracowane przez firmę JVC



Rys. 3. Schemat transmisji dźwięku systemem binauralnym
M – miejsce zdarzeń dźwiękowych, Z – źródła dźwięku, G – sztuczna głowa z mikrofonami, T – tor transmisyjny, S – słuchawki w miejscu odsłuchu

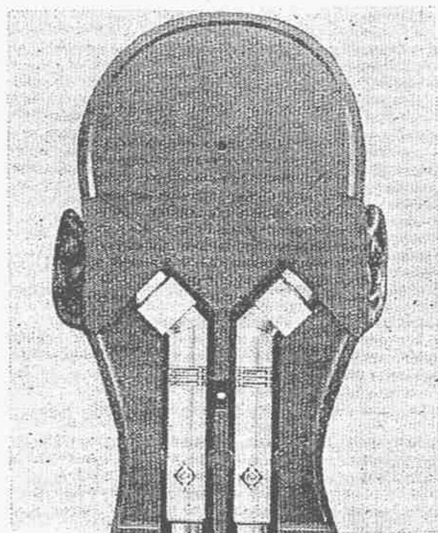
ności materiału, z którego sztuczną głowę się wykonuje.

W latach siedemdziesiątych przeprowadzono próby z bardzo starannie wykonanymi modelami sztucznej głowy wyposażonymi w wysokojakościowe mikrofony o małej średnicy (patrz rys. 4). Wyniki były zaskakujące. W wielu przypadkach udawało się osiągnąć znakomitą iluzję „przenie z tyłu za nami i dopiero odpowiedni ruch głową ułatwia umiejscowienie źródła dźwięku. Nawet niewidomi, odznaczający się szczególnie dobrą orientacją słuchową, miewają w takich przypadkach pewne trudności.

Próbowano zoptymalizować konstrukcję słuchawek przeznaczonych do odsłuchu audycji w systemie binauralnym pod kątem najlepszego lokalizowania źródeł dźwięku. Odpowienie opracowania przeprowadzone przez firmę JVC dały w wyniku konstrukcję przedstawioną na rys. 5. Dwa małe słuchawko-głośniki przenoszą częstotliwości średnie i większe, natomiast dwa większe, umieszczone powyżej uszu słuchacza, przenoszą częstotliwości małe. Jak widać, konstrukcja jest złożona, dość ciężka i nie osłania uszu słuchacza, co jest zaletą w przypadku cichych pomieszczeń, ale wadą w przypadku potrzeby oddzielenia się od środowiska.

Jest mało prawdopodobne, aby system binauralny znalazł szerokie, bądź powszechne zastosowanie. Natomiast są określone pozytywne „pozostałości" przeprowadzonych doświadczeń. Należy do nich zastosowanie systemu binauralnego do amatorskich zapisów dźwięku. Tworzenie amatorskich zapisów stereofonicznych środkami profesjonalnymi nie ma żadnej perspektywy – jest zbyt skomplikowane, natomiast zapisanie za pomocą magnetofonu dwukanałowego wybranej audycji systemem binauralnym jest w pełni możliwe. W tym celu firma Sennheiser opracowała i dostarcza zestaw dwóch mikrofonów, który może być założony na własną głowę lub na dostarczany względnie tanio fantom głowy ludzkiej (rys. 6). Można twierdzić, że system binauralny jest jedynym sposobem zapisu dźwięku przestrzennego w warunkach amatorskich.

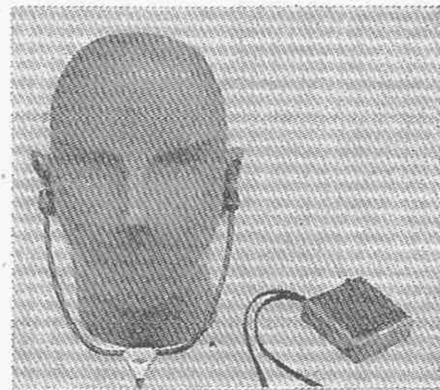
Sztuczna głowa weszła do arsenału środków techniki mikrofonowej studiów fonograficznych i radiofonicznych.



Rys. 4. Sztuczna głowa z wbudowanymi mikrofonami
Przednia część sztucznej głowy odsunięta
Mikrofony pojemnościowe firmy Neumann

METODA PFLEIDERERA

Zupełnie coś odmiennego zaproponował akustyk niemiecki P. Pfleiderer, a mianowicie: odbieranie dźwięku instrumentów muzycznych i głosów z całkowitym eliminowaniem akustyki studia i w takiej postaci przeniesienie ich do miejsca odbioru. Akustyka pomieszczenia odsłuchowego powinna uzupełnić brzmienie dźwięków nadając im właściwą przestrzenność. Aby to osiągnąć opracowano specjalne zespoły głośnikowe promieniujące do przodu i jednocześnie w kierunku ściany tylnej i sufitu. Przy odpowiednim ustawie-



Rys. 6. Zestaw dwóch mikrofonów do nagrywania audycji w systemie binauralnym w warunkach amatorskich (mikrofony typu MKE 2002 firmy Sennheiser)

niu powinny one zapewnić występowanie odpowiednio silnego dźwięku odbitego, nieodzownego do uzyskania dobrego brzmienia. Autor pomysłu podkreśla jako zaletę „naturalność" takiego rozwiązania, bowiem zespoły głośnikowe można rozpatrywać jako instrumenty muzyczne orkiestry przeniesione do pomieszczenia odsłuchowego i tu w bezpośredniej bliskości słuchacza odtwarzające utwór muzyczny.

Brak jest dotychczas obiektywnych ocen zaproponowanego rozwiązania. Można wymienić trzy bardzo poważne trudności ograniczające wykorzystanie metody, a mianowicie: nie wszystkie rodzaje muzyki dadzą się zapisać bez wpływu akustyki studia; pomieszczenie odsłuchowe powinno być dostatecznie duże i powinno ono mieć możliwie dobre własności akustyczne; upowszechnianie systemu jest możliwe tylko bardzo stopniowo przez specjalne zapisane płyty i taśmy.

Autor wskazuje co prawda na możliwość zastosowania odpowiednich elektronicznych procesorów umożliwiających poprawny odsłuch audycji odebranych omawianą metodą nawet za pomocą słuchawek, ale to już inna sprawa.

SPRAWA KWADROFONII

Wielkie pieniądze włożone głównie przez firmy japońskie w opracowanie i spopularyzowanie kwadrofonicznych systemów przenoszenia i odtwarzania dźwięków nie dały zamierzonych efektów produkcyjnych i finansowych – kwadrofonia nie przyjęła się. Spowodowane to zostało kilku przyczynami, spośród których do najważniejszych można zaliczyć: znaczne koszty aparatury w jaką musi być wyposażone miejsce odsłuchu, niedostateczne polepszenie efektu akustycznego w porównaniu ze stereofonią, zbyt mały wybór płyt o zapisie kwadrofonicznym, niedostateczna standaryzacja systemów.

Analizując zaproponowane w latach siedemdziesiątych systemy kwadrofonii możemy stwierdzić, że miały one tę samą zasadniczą wadę, co rozpowszechniony system stereofoniczny, tj. akustyka studia i pomieszczenia odsłuchowego „nakładały się" nie dając słuchaczowi naturalnego obrazu dźwiękowego. Trudności wyboru właściwej techniki mikrofonowej okazały się przy tym bardzo duże. Na przykład, zbytnie skupienie mikrofonów powoduje, że w zasadzie te same dźwięki są emitowane przez przednie i tylne głośniki, a dźwięki odbite i pogłos nie są dostatecznie wyraźnie zaznaczone. Odsunięcie mikrofonów tylnych „wydłuża akustycznie" pomieszczenie, co niekoniecznie sprzyja polepszeniu ogólnego wrażenia. W większości przypadków słuchacz odnosi wrażenie, że zdarzenia akustyczne mają miejsce gdzieś wokół niego wzdłuż linii łączących głośniki, ale odczucie współobecności nie jest o wiele lepsze niż w przypadku stereofonii, a lokalizacja źródeł w kierunkach bocznych jest niedokładna.

Czy wobec tego kwadrofonia, szczególnie czterokanałowa, która pomimo swych niedoskonałości przewyższa stereofonię, nie ma perspektyw? Wydaje się, że w oparciu o konwencjonalne płyty i taśmy magnetyczne próba podobna do tej, która miała miejsce kilka lat temu, nie zostanie powtórzona. Wprowadzenie nowych metod zapisu i upowszechnienie się techniki cyfrowej może w dalszej przyszłości sytuację zmienić.

Z przytoczonych wyżej danych wynika, że system dwukanałowej stereofonii głośnikowej będzie przez wiele jeszcze lat jeżeli nie jedynym, to podstawowym systemem przestrzennego odtwarzania dźwięku. Wskazuje na to także wprowadzenie stereofonii dwukanałowej do telewizji.

A.W.

Czym jest elektroniczny syntezator muzyczny?

W okresie rozwoju cywilizacji ludzkiej – od czasów najdawniejszych do nam współczesnych – wynaleziono około tysiąca rodzajów instrumentów muzycznych. Wiele instrumentów wyszło całkowicie z użycia, gdyż zostały zastąpione doskonalszymi, wiele należy do tzw. ludowych i nie ma większego znaczenia dla światowej kultury muzycznej. Instrumenty muzyczne można podzielić na trzy wielkie grupy: strunowe, aerofoniczne i perkusyjne.

Dźwięki otrzymywane za pomocą instrumentów muzycznych są materiałem, z którego są komponowane utwory muzyczne, a muzycy-wykonawcy odtwarzają te utwory dla słuchaczy. Zbiór dźwięków, którymi posługują się muzycy powiększał się bardzo wolno i można przyjąć, że obecnie jest on stały. Nieliczne organy elektryczne i pierwsze instrumenty elektroniczne, które pojawiły się w pierwszej połowie naszego wieku, nie zmieniły sytuacji.

W drugiej połowie wieku, w latach 50-tych, powstały studia eksperymentalne, które w oparciu o coraz szersze możliwości elektroniki, poszukiwały nowych dźwięków muzycznych. Powstały wówczas pierwsze unikalne, lampowe syntezatory dźwięku. W 1965 r. dr R.A. Moog wpadł na pomysł syntezatora, który jest zdolny do generowania w zasadzie dowolnego dźwięku, a więc jest swego rodzaju „bankiem dźwięków". Syntezator muzyczny, co trzeba podkreślić, nie jest instrumentem muzycznym w ogólnie przyjętym rozumieniu tego słowa. Jest to urządzenie (system) przeznaczone do „konstruowania" dźwięków. Klasyczny syntezator muzyczny jest urządzeniem monofonicznym, a nagrania polifoniczne powstają w wyniku wielokrotnego zapisu na taśmie magnetofonowej.

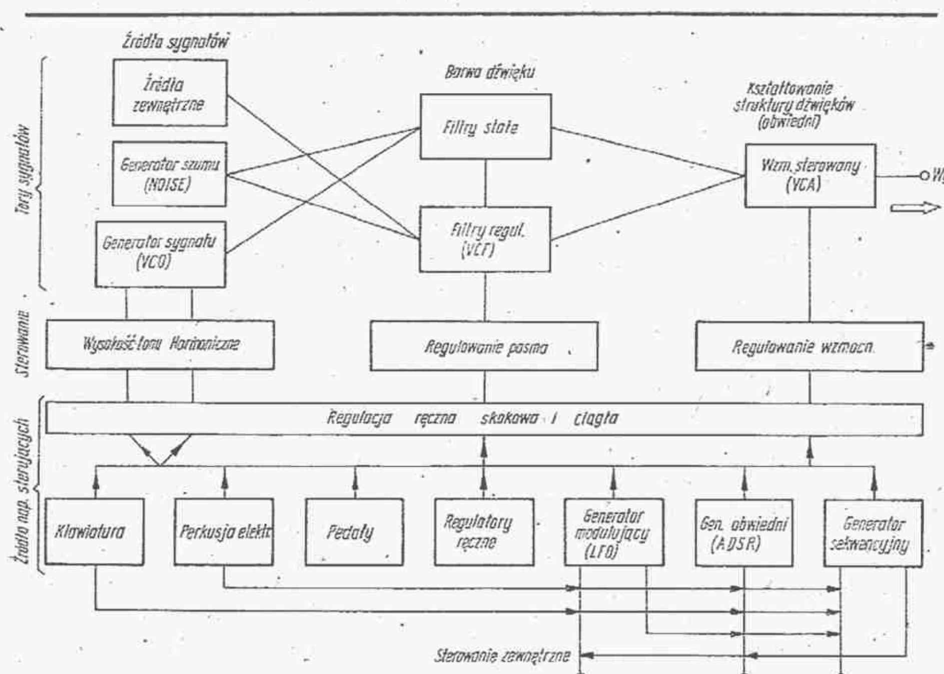
Syntezatory powiększyły niezwykle zbiór dźwięków, które mogą być wykorzystane do tworzenia utworów muzycznych. Zostały w zasadniczy sposób przełamane ograniczenia wynikające z klasycznego instrumentarium. Przed fantazją muzyczną kompozytorów otworzyły się nowe perspektywy.

Syntezatory muzyczne zaczęły się rozpowszechniać nadzwyczaj szybko. Korzystają z nich studia fonograficzne, zespoły muzyki rozrywkowej, teatry, kompozytorzy i muzycy-amatorzy.

Stosownie do przeznaczenia i możliwości finansowych nabywcy, spotyka się syntezatory muzyczne o różnym stopniu złożoności. Na rynku światowym oferowanych jest kilkadziesiąt typów syntezatorów muzycznych w cenie od około 1000 dol. do 10...20 tys. dol. – w przypadku wielkich syntezatorów studyjnych.

Schemat strukturalno-funkcjonalny syntezatora muzycznego jest przedstawiony na rys. 1.

Tor sygnału jest utworzony z generatorów przebiegów zmiennych, filtrów i wzmacniaczy o zmiennym (regulowanym) wzmocnieniu. Charakterystyczną cechą syntezatora Moog'a, wykorzystaną także w innych syntezatorach, jest zastosowanie napięcia sterującego (zmieniającego się np. w zakresie 0...10 V) do przestrajania generatorów, zmiany charakterystyki filtrów i regulowania wzmocnienia wzmacniaczy. Syntezator może współpracować z zewnętrznymi źródłami dźwięku (elektryczne lub elektroniczne instrumenty muzyczne, magnetofon, mikrofon). Podstawowym źródłem sygnału jest zespół (trzech lub większej liczby) generatorów okresowych przebiegów zmiennych (VCO – Voltage Controlled Oscillator), przy czym mogą to być prze-



Rys. 1. Schemat strukturalno-funkcjonalny syntezatora muzycznego

biegi sinusoidalne, prostokątne, trójkątne i piłokształtne. Sygnały generatorów mogą być mieszane w najrozmaitszych kombinacjach. Generator szumów umożliwia wprowadzenie domieszki w postaci odpowiedniego widma szumowego, kształtowanego za pomocą filtrów.

Do przestrajania generatorów może służyć napięcie sterujące z klawiatury, napięcie otrzymywane z generatora wolnych przebiegów (LFO – Low Frequency Oscillator), napięcie otrzymywane z programatora, bądź napięcie doprowadzane z zewnątrz. Filtry przestrajane napięciem (VCF – Voltage Controlled Filter) służą do kształtowania składu widmowego i charakterystyki formantowej przebiegów.

Wzmacniacz o wzmocnieniu regulowanym napięciem (VCA – Voltage Controlled Amplifier) umożliwia zmianę amplitudy doprowadzanego do wejścia sygnału i służy do kształtowania obwiedni poszczególnych przebiegów odpowiadających pożądanym dźwiękom. Kształt obwiedni ustala się za pomocą generatora obwiedni (ADSR – Attac, Decay, Sustain, Release). Czasy: narastania, opadania trwania i wybrzmiewania dźwięku mogą być regulowane w szerokich granicach od milisekund do kilku sekund.

System sterowania syntezatora jest nadzwyczaj elastyczny. Ważnym, można rzec podstawowym elementem sterowania jest klasyczna klawiatura, obejmująca 3...5 oktaw. Zakres częstotliwości objęty klawiaturą może być przesuwany lub rozszerzany stosownie do potrzeb. Do sterowania mogą służyć również pedały oraz odpowiednie generatory. Sygnałem sterującym może być nawet sygnał otrzymywany z elektronicznego instrumentu muzycznego lub mikrofonu (po przejściu przez odpowiedni procesor).

Syntezator może być wyposażony w dodatkowe układy, ułatwiające otrzymanie dźwięku muzycznego (np. elektroniczną perkusję) bądź służące do dodatkowej modyfikacji dźwięku (np. układ do otrzymywania sztucznego pogłosu i echa).

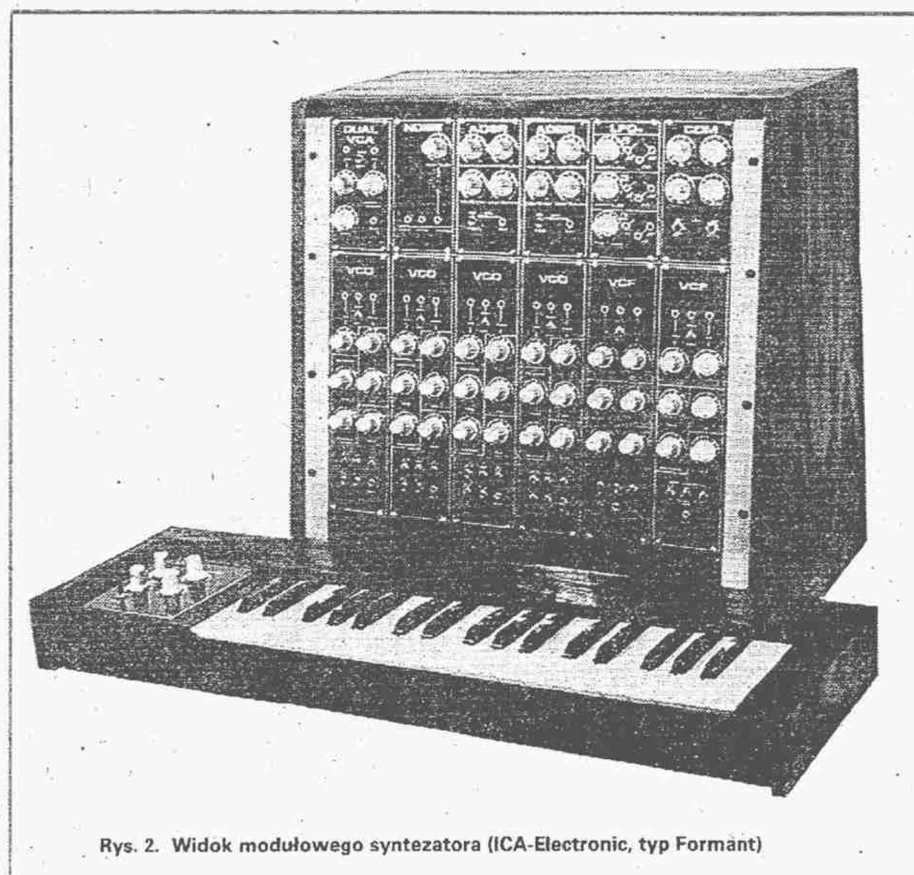
Na rysunku 2 przedstawiono niewielki syntezator muzyczny z klawiaturą obejmującą 3 oktawy. Powyżej klawiatury znajdują się: 4 generatory (VCO) i 2 filtry (VCF). Wyżej są umieszczone: wzmacniacze (VCA), generator szumu (NOISE), moduł formowania obwiedni (ADSR), generator wolnych przebiegów (LFO) i inne elementy. Syntezator ten jest utworzony z modułów. Modułowa konstrukcja ma tę zaletę, że umożliwia łatwe powiększenie syntezatora oraz zestawianie różnej wielkości syntezatorów z tych samych w zasadzie modułów, uzupełnianych stosownie do potrzeby innymi urządzeniami.

Do znanych, seryjnie produkowanych syntezatorów muzycznych należą: Minimoog, Micromoog, Multimoog, Korg-Ms10, Ms20, Ms50, 770, 770S, Roland-101, SH1 – SH3A, SH5, SH7, Yamaha-CS5, CS10, CS-15, CS30, Arp AXX, Arp 2600, Oberheim OB1.

Ponieważ klasyczny syntezator muzyczny jest urządzeniem monofonicznym (podobnie jak wiele instrumentów muzycznych, takich jak np. klarnet, trąbka), co utrudnia bezpośrednie jego wykorzystanie w orkiestrze, skonstruowane zostały rozmaite syntezatory polifoniczne. Odbywa się to kosztem uniwersalności syntezatora i dlatego można spotkać określenie odnoszące się do syntezatorów – „quasi-syntezatory". Są one czymś pośrednim między klasycznym syntezatorem i organami elektronicznymi.

Do znanych syntezatorów polifonicznych zaliczają się: Polymoog, Polymoog-keyboard, Korg – PS 3100, PS3300, Roland-Jupiter 4, RS505, Yamaha-CS50, CS80, Arp „Omni", Oberheim „Four-Voice", „Eight-Voice", RMI „Keyboard-Computer".

A.W



Rys. 2. Widok modułowego syntezatora (ICA-Electronic, typ Formant)

Technika cyfrowa w odbiornikach telewizji kolorowej

mgr inż. JAN MIERZEJEWSKI

Dynamiczny rozwój techniki cyfrowej i technologii cyfrowych układów scalonych objął również i odbiorniki telewizyjne. Pierwsze układy cyfrowe zastosowano w układach zdalnego bezprzewodowego sterowania pierwszej generacji.

Druga generacja układów zdalnego sterowania, z modulacją kodowo-impulsową, wprowadziła szerzej technikę cyfrową. Przetworniki cyfrowo-analogowe i układy pamięciowe zastąpiły potencjometry w regulacji parametrów odbiornika. Wprowadzono współpracę z układami syntezy napięciowej lub częstotliwości realizującymi w technice cyfrowej programowanie i zapamiętywanie wybranych stacji. Dalszym poważnym krokiem było wprowadzenie odbioru dodatkowej informacji, tzw. telegazety. Odbiór ten wymaga już dość rozbudowanego układu dekodowania i odtwarzania danych. Tak skomplikowana struktura funkcjonalna odbiornika telewizyjnego wymaga odpowiedniego cyfrowego programowania i sterowania pracą poszczególnych bloków. Stało się to możliwe dzięki zastosowaniu mikroprocesorów.

W początkowym okresie, mimo stosowania cyfrowych układów scalonych, liczba elementów w odbiorniku telewizyjnym nie malała, a nawet rosła. Wynikało to głównie ze znacznego rozszerzania możliwości odbiornika o funkcje dodatkowe (zdalne sterowanie, układy programująco-pamięciowe, odbiór telegazety). Powodowały to również ograniczenia technologiczne skali integracji, umożliwiające ujęcie tylko wybranych funkcji i wymagające stosowania wielu układów scalonych.

Znaczny rozwój technologii cyfrowych układów scalonych umożliwił wytwarzanie układów scalonych o bardzo wielkiej skali integracji o parametrach umożliwiających wprowadzenie ich do torów wizji, fonii i odchylania w odbiornikach telewizji kolorowej. Przykładem takiego rozwiązania jest odbiornik telewizji kolorowej firmy ITT „DIGIT 2000", którego model zademonstrowano po raz pierwszy w 1981 r. [1].

Główne zalety odbiornika telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem sygnału są następujące:

- zmniejszenie energochłonności o około 40%
- zmniejszenie liczby elementów biernych (rezystorów, kondensatorów, cewek itp.) o około 250...300 szt.
- zmniejszenie liczby elementów półprzewodnikowych dyskretnych (tj. tranzystorów i diod) o ok. 40...60 szt.
- zmniejszenie liczby układów scalonych o około 20 szt.
- znaczna korekcja odbić, a nawet możliwość eliminacji odbić w odbiorze przez zastosowanie specjalnych układów korekcyjnych
- uproszczenie odbiorników wielostandardowych, przeznaczonych do odbioru emisji NTSC/PAL/SECAM
- znaczna poprawa jakości odbioru sygnałów słabych
- znaczne ograniczenie regulacji i strojenia w procesie produkcyjnym
- możliwość zwiększenia luminancji maksymalnej i kontrastu użytkowego przez zmniejszenie zjawiska migotania
- ułatwiona współpraca z dekoderem telegazety i z układem cyfrowego sterowania i programowania odbiornika ze zdalnym sterowaniem.

Zmniejszenie energochłonności i elementochłonności określono w stosunku do aktualnie produkowanych odbiorników zachodnioeuropejskich. Dla odbiorników krajowych oszczędności te będą znacznie większe, gdyż aktualnie produkowane odbiorniki pobierają o około 40% więcej energii i zawierają o około 50% więcej elementów.

Pierwsze układy scalone dla odbiornika „DIGIT 2000" pojawią się w produkcji jeszcze w bieżącym roku. Są to:

MAA2200 – procesor wizyjny
MAA2300 – przetwornik A/C sygnału fonii
MAA2400 – procesor fonii
MAA2500 – procesor odchylania

oraz jednostka sterowania MAA2000, wszystkie opracowane przez ITT. Są to układy łatwiejsze do opracowania i produkcji niż układy analogowe LSI.

Odbiornik telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem sygnałów: wizyjnego i fonicznego, łącznie z dotychczas stosowanymi układami cyfrowymi, stanowi obecnie optymalne rozwiązanie. Wynika to z kompromisu między kosztami integracji i wprowadzenia techniki cyfrowej, a możliwościami technicznymi przemysłu.

Przetwarzanie sygnałów analogowych na cyfrowe polega w ogólności na próbkowaniu sygnału analogowego i kodowania wartości chwilowych tego sygnału, w momentach próbkowania na sygnał cyfrowy.

Zgodnie z twierdzeniem NYQUISTA częstotliwość próbkowania powinna być co najmniej dwa razy większa niż maksymalna częstotliwość pasma, aby zapewnić przenoszenia całego pasma. W przypadku odbiorników telewizyjnych pasmo wizyjne wynosi około 6 MHz, a pasmo foniczne około 15 000 Hz. Tym niemniej, ze względu na pracę filtrów cyfrowych w torach luminancji i chrominancji, częstotliwość próbkowania w torze wizyjnym powinna wynosić ok. 18 MHz [2]. Do prawidłowego odtwarzania sygnału wizyjnego wymagane jest około 8 bitów, dla sygnału odchylania około 13 bitów, dla sygnału chrominancji około 6 bitów, a dla sygnału fonicznego o parametrach odpowiadających wymaganiom Hi-Fi około 12...14 bitów [3, 4]. Schemat blokowo-funkcjonalny odbiornika telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem i obróbką sygnałów wizyjnych i fonicznych „DIGIT 2000" przedstawiono na rys. 1.

Sygnał telewizyjny odbierany przez antenę indywidualną lub antenową instalację zbiorową jest doprowadzony do tunera. Ten blok zawiera głowicę w.cz., wzmacniacz pośr.cz. wizji i fonii. Pracuje on z sygnałami analogowymi i jego konstrukcja niczym nie różni się od rozwiązań powszechnie stosowanych w nowoczesnych odbiornikach. Na wyjściach tunera uzyskuje się po detekcji sygnały: wizyjny i foniczny.

Złożony sygnał wizyjny, zawierający składowe: sygnały synchronizacji, sygnał luminancji i sygnał chrominancji jest przetwarzany w przetworniku analogowo-cyfrowym na sygnał cyfrowy. Przetwarzania sygnału dokonuje się według uprzednio podanych reguł. Otrzymany sygnał cyfrowy podlega obróbce, analogicznej pod względem funkcjonalnym jak w zwykłym odbiorniku, lecz realizowany w technice cyfrowej – w pro-

Rys. 1. **Uproszczony schemat blokowo-funkcjonalny odbiornika telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem i obróbką sygnałów wizyjnych i fonicznych**

Rys. 2. Procesor wizyjny
Liczby wskazują pojemność magistrali w bitach. Częstotliwość taktowania (próbkowania) stanowi wielokrotność podnośnej koloru. Informacje o chrominancji, taktowane z częstotliwością wynoszącą 1/4 ww częstotliwości, wymagają do przekazania do przetwornika D/A jedynie pojemności 3 bitów

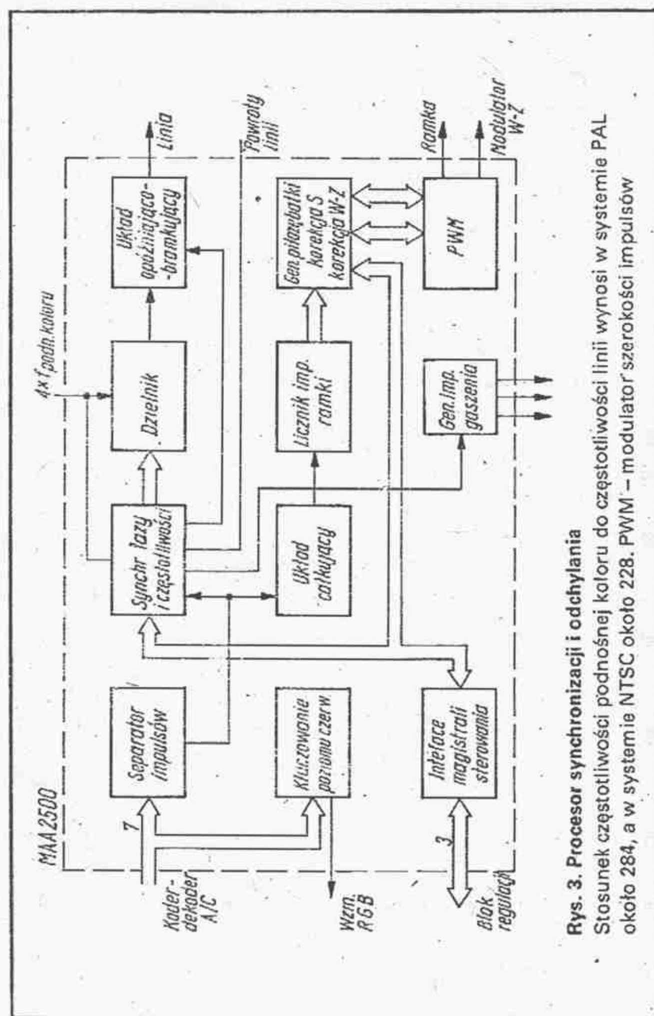
cesorze wizyjnym (patrz rys. 2). W procesorze tym następuje wydzielenie z sygnału wizyjnego sygnałów luminancji i chrominancji i kształtowanie ich charakterystyk częstotliwościowych, dekodowanie sygnału chrominancji i przetwarzanie uzyskanych sygnałów w sygnały wyjściowe, R–Y, B–Y.

Wszystkie powyższe operacje dotyczą sygnałów cyfrowych i są dokonywane techniką cyfrową. Sygnały wyjściowe Y, R–Y, B–Y są przetwarzane przez przetwornik cyfrowo-analogowy i układ macierzy RGB na sygnały analogowe RGB sterujące kineskop kolorowy. Przetwornik wejściowy A/C i wyjściowy C/A wraz z macierzą RGB tworzą koder-dekoder sygnału wizyjnego.

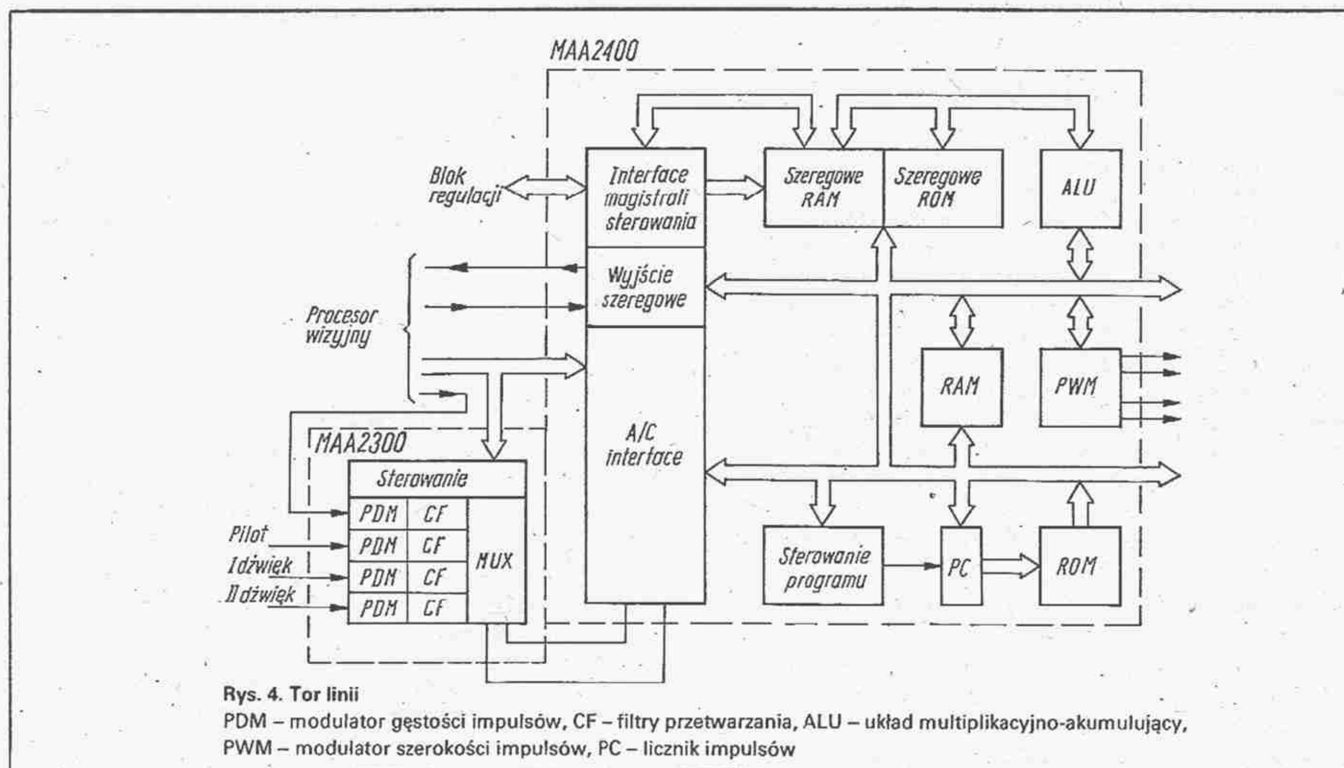
Opisany procesor wizyjny może zawierać dekoder chrominancji w systemie NTSC, PAL, SECAM, bądź dekoder uniwersalny przełączany. W procesorze odchylania następuje: wydzielenie z cyfrowego złożonego sygnału wizyjnego sygnałów synchronizacji poziomej i pionowej, synchronizacja fazowa sygnału odchylania poziomego, generacja sygnałów odchylania poziomego i pionowego, zsynchronizowanych z sygnałem wejściowym. Procesor odchylania wytwarza również sygnały pomocnicze i korekcyjne oraz zapewnia zmianę stałej czasowej synchronizacji poziomej w zależności od odbioru bezpośredniego programu lub z magnetowidu.

Cechą charakterystyczną procesora jest bardzo mała wrażliwość na zakłócenia i zaniki w sygnale telewizyjnym, jak również wysoka stabilność i jakość pracy. Wyjściowy sygnał cyfrowy odchylania pionowego steruje, przez konwencjonalny stopień mocy, cewki odchylania pionowego. Wyjściowy sygnał odchylania poziomego steruje stopień mocy odchylania poziomego z transformatorem linii (i ewentualnie WN) – rys. 3.

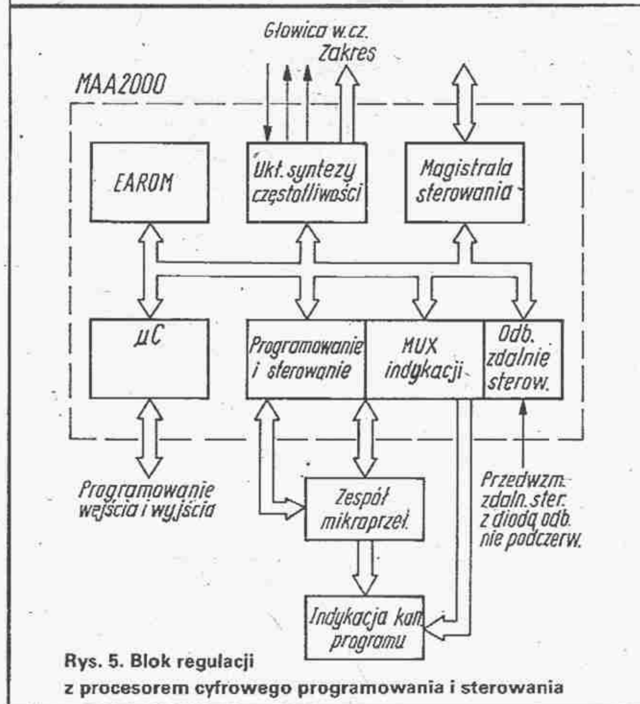
Przetwarzanie sygnału fonicznego odbywa się w procesorze fonicznym. Ze względu na stosunkowo małą prędkość przekazywania informacji fonicznej w stosunku do częstotliwości



Rys. 3. Procesor synchronizacji i odchylania
Stosunek częstotliwości podnośnej koloru do częstotliwości linii wynosi w systemie PAL około 284, a w systemie NTSC około 228. PWM – modulator szerokości impulsów



Rys. 4. Tor linii
PDM – modulator gęstości impulsów, CF – filtry przetwarzania, ALU – układ multiplikacyjno-akumulujący, PWM – modulator szerokości impulsów, PC – licznik impulsów



Rys. 5. Blok regulacji z procesorem cyfrowego programowania i sterowania

próbkowania jest możliwa szeregowa praca węzłów funkcjonalnych procesora. Dzięki temu zapewnia on zarówno rozdzielczość co najmniej 12 bitów, jak i pracę z sygnałami stereofonicznymi i drugiego dźwięku. Do wejścia doprowadza się sygnały: dźwięku pierwszego, dźwięku drugiego, tzw. „pilota" zawierający informację o rodzaju emisji (monofoniczna, stereofoniczna lub dwa dźwięki) oraz wizyjny. Sygnały te są przetwarzane uprzednio na sygnał cyfrowy z modulacją gęstości impulsów (PDM) w przetwornikach analogowo-cyfrowych PDM z filtrami zwiększającymi rozdzielczość i obniżającymi szumy charakterystyczne dla modulacji PDM. Procesor zawiera m. in. filtry cyfrowe, szereg układów pamięciowych ROM i RAM, układ multiplikacyjny-akumulujący oraz modulatory szerokości impulsów (PWM). Na wyjściu otrzymuje się dwa sygnały PWM sterujące bezpośrednio dwukanałowy wzmacniacz mocy m.cz. pracujący w klasie D. Tor fonii zawiera więc procesor fonii oraz przetwornik A/C sygnału fonii (patrz rys. 4). Praca odbiornika telewizji kolorowej z przetwarzaniem cyfrowym sygnałów: wizyjnego i fonicznego jest „organizowana" przez procesor cyfrowego programowania i sterowania. W skład tego procesora wchodzą m.in. mikrokomputer i pamięci EA-ROM. Zawiera on również bloki funkcjonalne syntezy częstotliwości, odbiornika zdalnego sterowania, indykacji, np. numeru kanału itp. Procesor cyfrowego programowania i sterowania współpracuje bezpośrednio z zespołem mikroprzełączników i indykatorami kanału oraz przedwzmacniaczem z fotodiodą układu zdalnego sterowania kodowo-impulsowego z łączem na podczerwieni (rys. 5).

Zasilanie odbiornika zapewnia zasilacz przełączany, sterowany z procesora odchylania.

Możliwe są inne konfiguracje, inne łączenie funkcji w jednej strukturze układu scalonego*. Możliwe jest np. wprowadzenie transkodera standardu umożliwiające przejście z częstotliwości odchylania poziomego 50 Hz, np. do częstotliwości 75 Hz. W wyniku uzyskuje się eliminację efektu migotania obrazu dla powierzchni o dużej luminancji (głównie powierzchni bieli), gdyż jak wiadomo efekt ten, związany z bezwładnością oka, maleje ze wzrostem częstotliwości odtwarzania półobrazu.

Cyfrowe przetwarzanie i obróbka sygnałów wizyjnych i fonicznych daje szerokie możliwości zarówno zmniejszenia energochłonności i elementochłonności jak i wzrostu jakości odtwarzania programu i pracy odbiornika. Pierwszy krok o zminimalizowanych nakładach już rozpoczęto. Następne poczynania będą wymagały już znaczniejszego postępu technologicznego i zaostrzenia wymagań na zespoły odbiornika.

* *Jak podane w przykładowym odbiorniku „DIGIT 2000"*

LITERATURA

[1] Zespół pracowników COBRESPU pod kierownictwem doc. J. Chabłowskiego. Sprawozdanie z Wystawy Funkausstellung 1981 w Berlinie Zachodnim. COBRESPU 1981
[2] W. Stiž.: Digitalizace v televiznich prijimacich. Sdelovaci Technika nr 3/1981
[3] dr Th. Fischer: Fernsehen wird digital. Digitale Signalprozessoren ersetzen Einzelbauelemente. Elektronik nr 16/1981
[4] K.H. Knapp: Revolution in Farbfernsehgerät: Total digital. Funkschau nr 24/1981

mgr inż. ANDRZEJ PODGÓRSKI

Przegląd systemów redukcji szumów – Część I

W „Radioelektroniku" i wcześniej w „Radioamatorze i Krótkofalowcu" były publikowane opisy niektórych systemów redukcji szumów (np. High-Com w nrze 5/1981, Dolby B w nrze 6/1977, zestawienie ważniejszych parametrów systemów w nrze 10/1980) oraz opisy konkretnych układów nadających się do odwzorowania (DNL w nrze 5/1981, Dolby B w magnetofonie ZK 246 w nrze 12/1979 i 19/1980, Dolby B w magnetofonie kasetowym w nrze 6/1978). W niniejszym artykule jest przedstawiony ogólny przegląd systemów redukcji szumów – do najnowszych włącznie – umożliwiający Czytelnikowi zorientowanie się w głównych ich cechach, parametrach i zastosowaniach. Większość systemów ma na celu podwyższenie jakości dźwięku zapisywanego i odtwarzanego za pomocą magnetofonów.

Dynamika sygnałów audycji jest w magnetofonach ograniczona z jednej strony szumami taśmy, a z drugiej – występującymi przy zbyt dużym jej wysterowaniu zniekształceniami. W wysokiej klasy magnetofonach przy zastosowaniu najnowocześniejszych taśm dynamika wynosi 60...70 dB, w niższych klasach urządzeń, przy zastosowaniu gorszych taśm, dynamika zawiera się w granicach 45...55 dB. Urządzenia współpracujące z magnetofonami, jak: wzmacniacze, tunery czy gramofony przenoszą sygnały z dynamiką do 70...80 dB. Tak więc urządzeniem ograniczającym dynamikę jest magnetofon, a przede wszystkim taśma magnetofonowa.

Głównymi źródłami szumów taśmy są:

a) ziarnistość i niejednorodność cząstek nośnika oraz nierównomierność ich rozłożenia w nośniku, które dają szum zbliżony do białego;
b) niejednorodność powierzchni nośnika, a więc zmieniający się stopień przylegania taśmy do głowicy (szumy kontaktowe);
c) niejednorodność powierzchni podłoża powodujące niejednakową głębokość wnikania zapisywanego sygnału (szumy modulacyjne dna taśmy);
d) kopiowanie zapisu ze zwojów sąsiednich pojawiające się szczególnie w przypadku taśm cienkich;
e) przesłuch między zapisanymi ścieżkami.

Stopień dopuszczalnego wysterowania taśmy zależy od częstotliwości sygnału i jest funkcją:
– własności magnetycznych użytego pigmentu;
– rozmiarów ziaren oraz stosunku ich długości do średnicy, co wiąże się z wartością pozostałości magnetycznej szczególnie przy większej częstotliwości zapisywanego sygnału;
– grubości warstwy nośnika oraz stosunku grubości nośnika do długości szczeliny głowicy zapisującej.

Problemy dynamiki zapisywanej audycji stają się coraz bardziej krytyczne z uwagi na dążenie do zmniejszania grubości taśmy, do zmniejszania szerokości ścieżek i zmniejszania prędkości przesuwu, przy jednoczesnym wzroście wymagań dotyczących parametrów odtwarzania. Stąd potrzeba stosowania układów elektronicznych zwiększających dynamikę zapisywanych audycji, szczególnie zaś układów zmniejszających szumy. Zadaniem układów redukujących szumy jest umożliwienie przeniesienia w kanale o określonej dynamice sygnałów o większej dynamice oraz zmniejszenie słyszalności szumów.

Układ redukcji szumów nie powinien powodować zniekształceń nieliniowych tak w czasie pracy ciągłej, przy małych zmianach poziomu sygnału, jak i w stanach nieustalonych, przy jego gwałtownych zmianach. Nie powinien on również wprowadzać zauważalnych zniekształceń dynamiki oryginału oraz wnosić zniekształceń amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości.

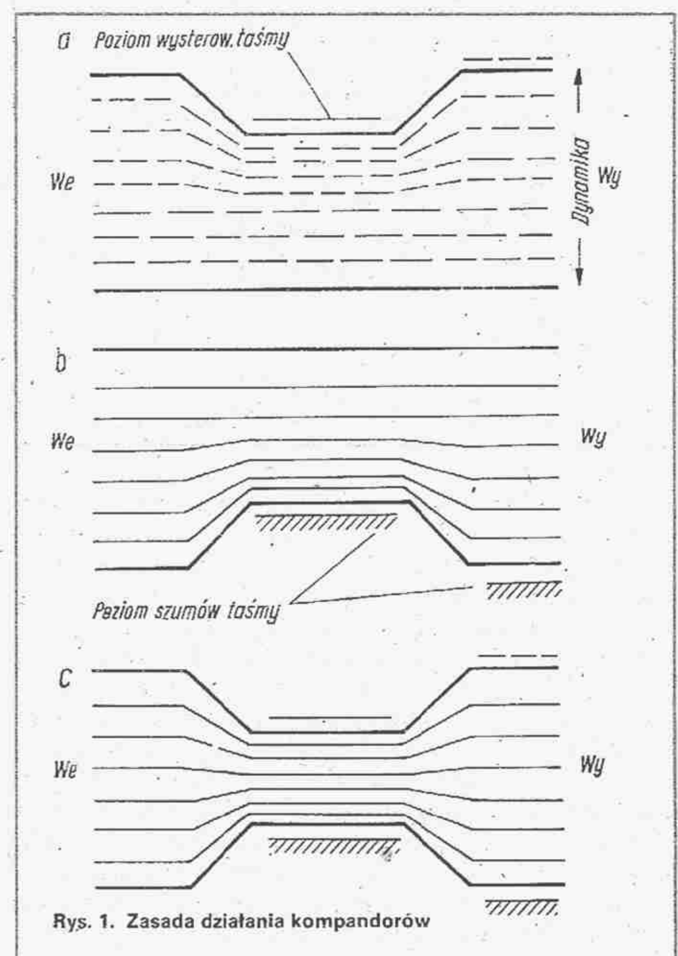
Układy zwiększające dynamikę sygnału można podzielić na: jednostronnie działające, tj. dające efekt przy odtwarzaniu oraz układy komplementarne, czyli kompandory, które należy stosować zarówno przy zapisie jak i odtwarzaniu.

Kompandory mogą działać przy wysokich poziomach sygnałów, zwiększając wysterowalność taśmy (rys. 1a), niskich poziomach sygnałów zmniejszając szumy taśmy (rys. 1b), bądź też w całym zakresie dynamiki, zapewniając jednocześnie zwiększenie wysterowalności taśmy i obniżenie jej szumów (rys. 1c). Układy te mogą oddziaływać na pełny zakres częstotliwości (układy szerokopasmowe) lub tylko na część pasma.

Najbardziej rozpowszechnionymi układami są układy niskopoziomowej redukcji szumów. Wykorzystują one zjawisko maskowania słabych sygnałów, a więc i szumów, przez sygnały o wielkich amplitudach i o częstotliwości zbliżonej do nich. Nagrany sygnał trzeba modyfikować tylko wówczas, gdy jego amplituda jest mała w stosunku do poziomu szumów. W układach z podziałem pasma na części (zakresy), poddaje się modyfikacji oddzielnie w każdym zakresie tę część widma, w której szum nie jest dostatecznie maskowany.

Urządzenie do redukcji szumów zawiera odpowiednie układy progowe oceniające, czy zawartość pożądanych sygnałów akustycznych jest dostatecznie wielka, aby maskować szum. Zasadę działania układów redukujących szumy wyjaśniono na rysunkach 2, 3 i 4.

Jak wynika z wykresów na rysunkach, zawartość szumów



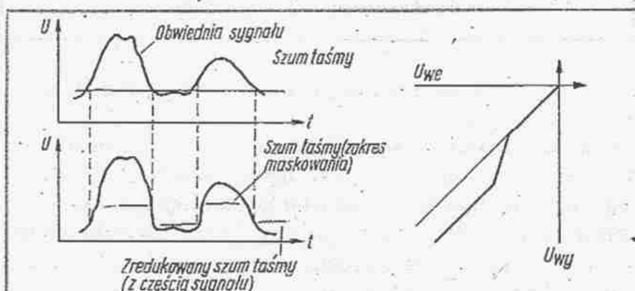
Rys. 1. Zasada działania kompandorów

w sygnale wyjściowym nie jest stała, lecz zmienia się w zależności od jego wartości (poziomu).

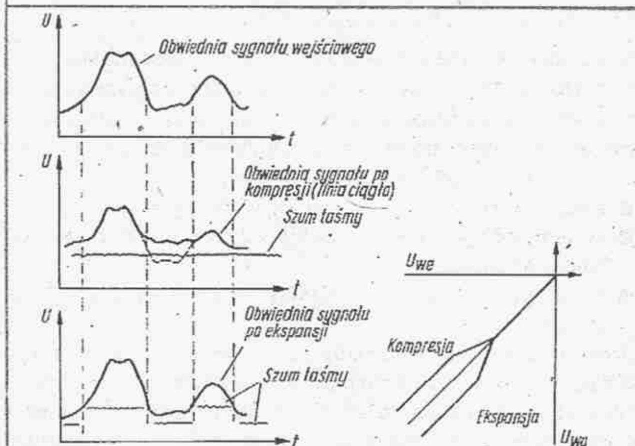
Szum o zmieniającym się w czasie natężeniu jest bardziej słyszalny i dokuczliwy niż szum monotonny. Jeżeli jednak zmiany natężenia szumu są zsynchronizowane we właściwy sposób z sygnałem, to jego słyszalność może być znacznie obniżona.

Warto pamiętać o tym, że przy dużej różnicy częstotliwości sygnałów użytecznych i zakłócających efekt maskowania słabnie, tzn. sygnał o małej częstotliwości nie będzie maskował dostatecznie szumów o częstotliwościach znacznie większych. Skuteczne maskowanie zmiennych szumów wymaga ograniczonych, dostatecznie małych, stałych czasowych zadziałania układu przy zwiększaniu się i maleniu poziomu sygnału. Pożądane odpowiedzi układów wynikające z tych stałych czasowych powodują zniekształcenia sygnału przy zmianie jego poziomu, przy czym wartość zniekształceń zależy od szybkości zmian przebiegu samego sygnału w porównaniu z wartością stałej czasowej odpowiedzi układu. Wpływ stałych czasowych układu na sygnał wyjaśnia rys. 5.

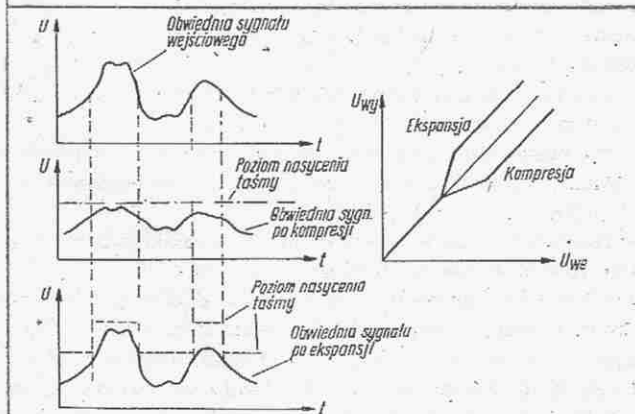
Przy automatycznej regulacji nieuniknione jest powstanie zniekształceń nieliniowych i intermodulacyjnych. Istotnym problemem jest to, że trudno jest uzyskać identyczne stałe czasowe kompresji i ekspansji, szczególnie, że sygnał przy przejściu przez tor zapis–odczyt jest zniekształcony fazowo. Dla zmniejszenia tych błędów sygnał regulujący powinien być proporcjonalny do wartości skutecznej wszystkich składowych częstotliwościowych, niezależnej od ich przesunięć fazowych. Takie rozwiązanie jest jednak kosztowne, ponieważ musi być wówczas zastosowany układ sumowania kwadratowego ciągle zmieniającego się sygnału.



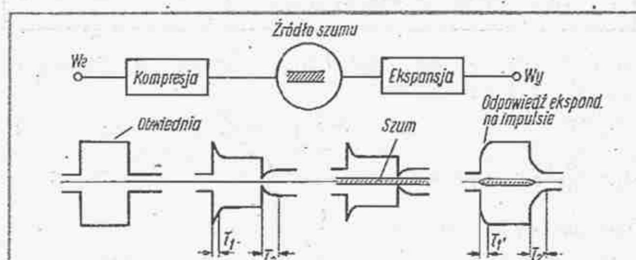
Rys. 2. Zasada działania filtru dynamicznego



Rys. 3. Kompresja-ekspansja niskopoziomowa



Rys. 4. Kompresja-ekspansja wysokopoziomowa



Rys. 5. Wpływ stałych czasowych procesorów na kształt obwiedni sygnału akustycznego

τ1, τ1' – odpowiedzi na pojawienie się przebiegu impulsowego; τ2, τ2' – odpowiedzi na zanik przebiegu impulsowego

W sprzęcie powszechnego użytku, mimo niedoskonałości takiego rozwiązania, stosuje się sygnał regulujący proporcjonalny do wartości szczytowej lub średniej sygnału akustycznego. Zniekształcenia sygnału użytecznego mogą również wynikać z różnic w paśmie przenoszenia toru zapisu i toru odczytu w magnetofonie.

JEDNOSTRONNE UKŁADY REDUKCJI SZUMÓW – OGRANICZNIKI SZUMÓW

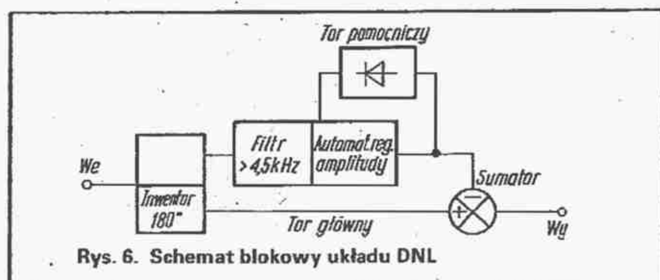
Ograniczniki szumów działają na zasadzie tłumienia zawartości sygnałów wraz z szumami w dolnej i górnej części pasma akustycznego lub tylko w górnej części pasma. Tłumienie występuje wówczas, gdy poziom sygnału w określonych częściach pasma nie jest wystarczający dla zamaskowania szumów. Efekt redukcji szumów związany jest ze stratą części sygnału.

W technice magnetofonów powszechnego użytku z reguły stosuje się ograniczniki szumów działające tylko w górnej części pasma. Jest to uzasadnione tym, że taśma przy małych prędkościach przesuwu, jakie stosuje się w magnetofonach kasetowych, daje najbardziej odczuwalne szumy w postaci syku na częstotliwościach powyżej 4,5 kHz, a straty dotyczące sygnału użytecznego są w tym zakresie mało odczuwalne.

Klasycznymi jednostronnymi układami redukcji szumów są: układ DNL opracowany przez firmę Philips oraz dynamiczny filtr Burwena.

Układ DNL (Dynamic Noise Limiter)

Zasada działania układu DNL (rys. 6) polega na dwutorowym przesyłaniu sygnału. W jednym z torów faza sygnału jest odwrócona o 180°. Tor główny przenosi sygnał liniowo w całym pasmie. Tor pomocniczy zawiera filtr górno-przepustowy o częstotliwości granicznej 4,5 kHz i układ automatycznej regulacji amplitudy, przepuszczanych przez filtr składowych w.cz., w zależności od ich poziomu. Przy sygnale akustycznym o zawartości składowych odpowiadających tonom wysokim poniżej –38 dB od poziomu odniesienia, nie są one tłumione przez filtr. W efekcie na wyjściu uzyskuje się tłumienie składowych sygnału i szumów w górnej części pasma akustycznego. Jeżeli wspomniane składowe mają poziom wyższy od –38 dB (są w stanie maskować szumy), to zostają przez filtr częściowo lub całkowicie stłumione tak, że po zsumowaniu z sygnałem toru głównego uzyskuje się na wyjściu tylko częściową reduk-

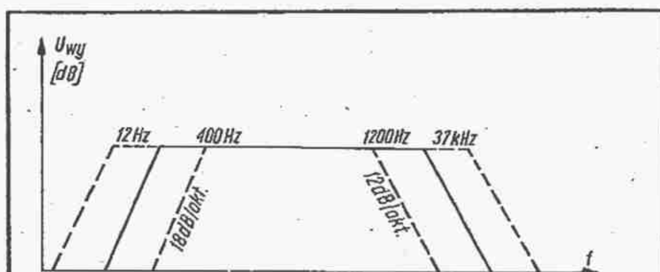


Rys. 6. Schemat blokowy układu DNL

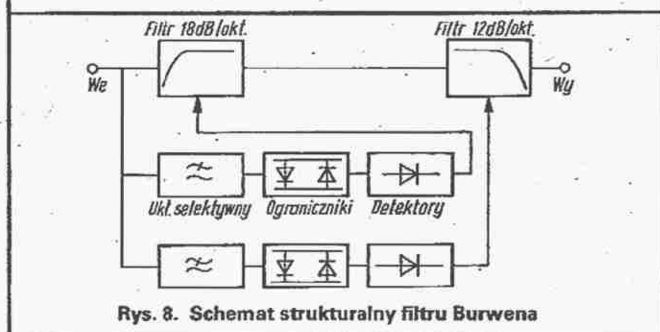
cję większych częstotliwości sygnału wejściowego lub pozostaje on bez zmian.
Układ DNL umożliwia zwiększenie odstępu szumów od sygnału o częstotliwości 6 kHz o 5 dB, a sygnału o częstotliwości 10 kHz o ok. 20 dB.

Dynamiczny filtr Burwena

Jest to układ oddziaływujący na dolną i górną część pasma akustycznego. Pasmo przenoszenia tego układu jest zależne od wartości amplitudy i widma sygnału akustycznego i może zmieniać się od 400...1200 Hz, przy słabych sygnałach, do 12 Hz...37 kHz przy silnych sygnałach (rys. 7), dzięki czemu można uzyskać znaczny efekt redukcji szumów, sięgający kilkudziesięciu decybeli.
Zasadę działania układu wyjaśnia schemat strukturalny przedstawiony na rys. 8.
Sygnał wejściowy przechodzi szeregowo przez dwa filtry: górnoprzepustowy o nachyleniu 18 dB/okt i dolnoprzepustowy o nachyleniu 12 dB/okt. Częstotliwości graniczne tych filtrów są zmieniane za pomocą sygnałów regulujących wytworzonych w dwóch niezależnych układach detekcji.



Rys. 7. Zakres działania filtru Burwena



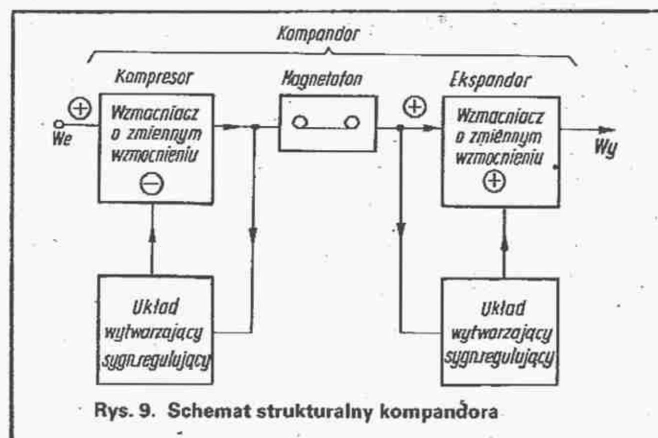
Rys. 8. Schemat strukturalny filtru Burwena

Jeżeli poziom składowych sygnału o małych częstotliwościach akustycznych jest niski, to częstotliwość graniczna filtru górnoprzepustowego rośnie i składowe te wraz z sygnałem są tłumione. Podobnie dzieje się w przypadku małych amplitud składowych o wielkich częstotliwościach: częstotliwość graniczna filtru dolnoprzepustowego maleje i tłumi je wraz z szumami. Filtry Burwena są używane najczęściej przy odtwarzaniu starych nagrań, np. starych płyt o wysokim poziomie szumów i zakłóceń. Dla optymalnego dostosowania parametrów filtru do rodzaju odtwarzanego nagrania stosuje się przełączniki stałej czasowej odpowiedzi układu na zmiany sygnału wejściowego.

DWUSTRONNE UKŁADY REDUKCJI SZUMÓW – KOMPANDORY

Kompandor składa się z dwóch symetrycznie działających układów: kompresora i ekspandora. Zasadę działania kompandorów wyjaśnia schemat strukturalny na rys. 9.

Kompresor ma dla małych sygnałów wejściowych wzmocnienie duże, które w miarę zwiększania się wartości sygnału maleje. Ekspandor odwrotnie. Ma dla małych sygnałów



Rys. 9. Schemat strukturalny kompandora

wzmocnienie małe, a dla sygnałów o wielkiej amplitudzie – duże (rys. 1).
Układy kompresora i ekspandora zawierają wzmacniacz o regulowanym wzmocnieniu oraz układ wytwarzający sygnał regulujący. Sygnał ten, zależnie od zastosowanego w układzie detektora, może być proporcjonalny do wartości skutecznej, średniej lub szczytowej sygnału wejściowego. W kompandorach z progiem działania sygnał o poziomie powyżej tego progu jest przenoszony bez zmian.

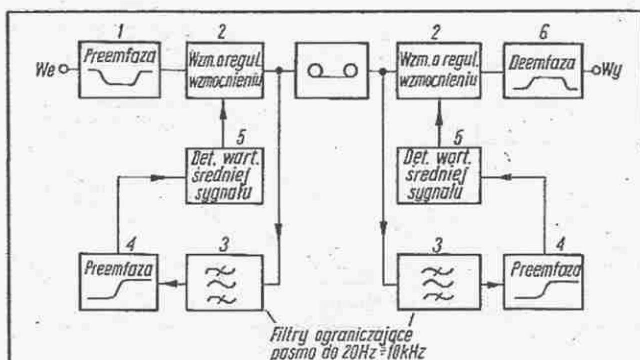
Kompandory szerokopasmowe

Kompresja-ekspansja odbywa się tu w całym pasmie akustycznym. Opracowano kilka systemów kompandorów szerokopasmowych, które można podzielić na trzy grupy, różniące się charakterystykami zmian wzmocnienia w funkcji poziomu sygnału wejściowego:
- system Burwena o kompresji 3:1 w skali logarytmicznej,
- system: dBX, HIGH-COM i SUPER D o kompresji 2:1 w skali logarytmicznej,
- systemy: TELCOM C4 i ADRES o kompresji 3:2 w skali logarytmicznej.

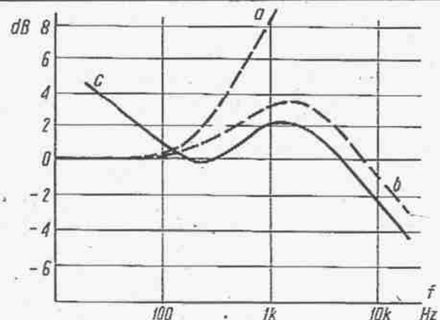
Oznacza to, że sygnał wejściowy o dynamice, np. 90 dB, może zostać przeniesiony: torem o dynamice 30 dB przy zastosowaniu systemu Burwena, torem o dynamice 45 dB przy zastosowaniu systemu dBX i torem o dynamice 60 dB przy zastosowaniu systemu TELCOM C4.
System Burwena nie przyjął się w technice zapisu magnetofonowego z uwagi na trudności w praktycznej realizacji, a mianowicie:
– trudności uzyskania dokładnej komplementarności układów kompresji i ekspansji;
– trudności wyboru odpowiednich stałych czasowych reakcji układu na zmiany sygnału wejściowego (występowanie silnych tzw. „westchnień" układu);
– zwielokrotnianie nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej magnetofonu przy ekspansji.
System dBX, aczkolwiek sprawiający podobne trudności umożliwia dzięki kompresji 2:1 łatwiejsze sprowadzenie niepożądanych zjawisk do poziomu poniżej wrażliwości słuchu ludzkiego. Klasyczny system dBX z powodu wysokich kosztów realizacji układów znalazł zastosowanie głównie w technice studyjnej. Na podobnej zasadzie jak system dBX opracowano

układy uproszczone dla sprzętu powszechnego użytku. Podstawową różnicą między tymi układami jest to, że w dBX sygnał regulujący wzmocnieniem wzmacniaczy kompresora i ekspandora jest proporcjonalny do wartości skutecznej wejściowego sygnału akustycznego, zaś w opisanym, poniżej do jego wartości średniej. Zasadę działania takiego układu wyjaśnia schemat blokowy na rys. 10. Oto wyjaśnienie do tego schematu:

1. Preemfaza dla małych i wielkich częstotliwości pasma akustycznego (małe około 6 dB/okt do 100 Hz; wielkie około 12 dB od 500 Hz (krzywe *c* i *a* na rys. 11).
2. Wzmacniacz o wzmocnieniu regulowanym napięciowo, o kwadratowej charakterystyce regulacji (stąd kompresja 2:1).
3. Filtr pasmowy 20 Hz...10 kHz zapobiegający niesymetrycznemu działaniu kompresora i ekspandora wskutek różnicy szerokości przenoszonego pasma przez dwa różne urządzenia współpracujące przy zapisie i odczycie oraz zmniejszający



Rys. 10. Schemat blokowy kompandora dBX



Rys. 11. Charakterystyki kompresora dBX z uwzględnieniem preemfazy 1 i 4 z rys. 10

wrażliwość układu na zakłócenia o bardzo małych częstotliwościach.

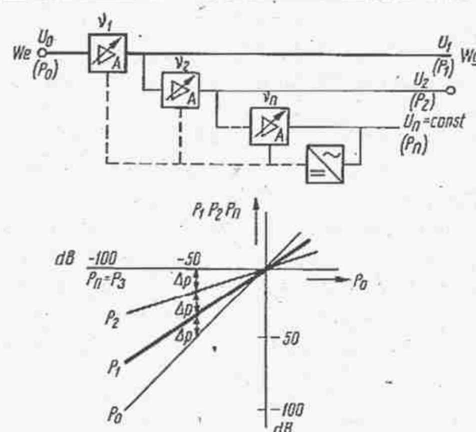
4. Preemfaza +20 dB od 1,6 kHz w gałęzi regulacji zapobiegająca przesterowaniu taśmy magnetycznej wskutek zastosowania preemfazy +12 dB od 500 Hz (rys. 11 krzywa *b*), a korygująca charakterystykę w układzie ekspandora.
5. Detektor wartości średniej sygnału wytwarzający sygnał regulujący wzmacniacze.
6. Deemfaza 6 dB/okt do 100 Hz i 12 dB od 500 Hz linearyzująca charakterystyki częstotliwościowe sygnału wyjściowego z jednoczesnym obniżeniem poziomu zakłóceń w zakresie małych częstotliwości i szumów w górnej części pasma akustycznego.

Dla prostych kompandorów stereofonicznych opracowany został układ scalony NE570. Jest to układ procesora mogący realizować kompresję i ekspansję sygnałów. Zawiera on: detektory, elementy regulacji wzmacniaczy i dwa wzmacniacze operacyjne. W systemie tym uzyskuje się zredukowanie szumów o 18...20 dB.

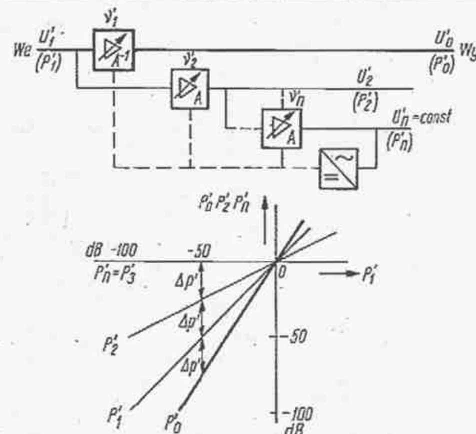
Telcom C4

Układ redukcyjny szumów Telcom C4 do zastosowań profesjonalnych, opracowany przez firmę Telefunken, jest typowym układem kompresora szerokopasmowego o współczynniku kompresji 3:2. W układzie tym skutecznie zredukowano zjawiska ujemne towarzyszące kompresji i ekspansji z jednoczesnym uzyskaniem wystarczającego efektu zmniejszenia szumów.

Podstawową zasadę działania kompresora oraz jego charakterystyki przedstawiono na rys. 12. Układ zawiera kilka łańcuchowo połączonych identycznych wzmacniaczy V1 do Vn, o jednakowo zmiennym wzmocnieniu. Sygnał regulujący otrzymuje się drogą detekcji przebiegu na wyjściu wzmacniacza Vn. Wzmacniacze są tak ustawione, aby przy działaniu regulacji poziom sygnału na wyjściu wzmacniacza Vn był stały niezależnie od poziomu sygnału wejściowego w stanie ustalonym. Przy zastosowaniu trzech wzmacniaczy dynamika sygnału przenoszonego jest zmniejszana do 2/3 dynamiki sygnału wejściowego (np. dynamika sygnału 60 dB jest ograniczana do 40 dB).



Rys. 12. Zasada działania kompresora TELCOM C4



Rys. 13. Zasada działania ekspandora TELCOM C4

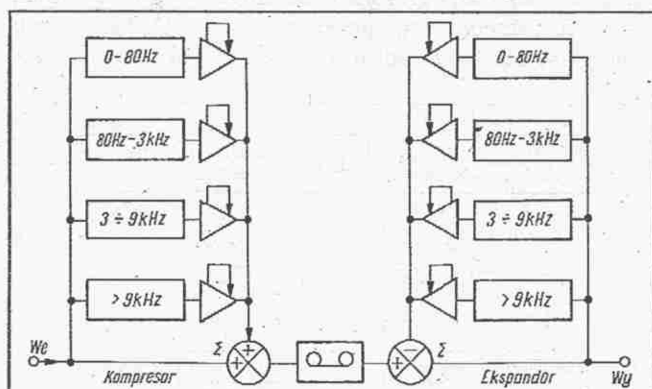
Podstawowy układ i charakterystyki ekspandora przedstawiono na rys. 13. Ekspandor ma tę samą ogólną liczbę wzmacniaczy co kompresor. Sygnał doprowadzony jest do łańcucha wzmacniaczy, z tym, że jest ich o jeden mniej. Wzmacniacze te, oznaczone na rys. 13 V2' Vn', oddziaływują przez prostownik i pętlę regulacji na wzmocnienie tak, że poziom sygnału na wyjściu ostatniego wzmacniacza Vn' jest stały i identyczny z wartością poziomu ostatniego wzmacniacza kompresora (Un' = Un). Sygnał wejściowy ekspandora (U1') jest doprowadzony do regulowanego wzmacniacza V1', którego współczynnik transmitancji jest odwrotnością współczynnika transmitancji pojedynczego wzmacniacza w łańcuchu. W wyniku sygnał odtworzony na wyjściu tego wzmacniacza jest identyczny jak sygnał wejściowy podany do kompresora (Uo' = Uo). Pełną rodzinę charakterystyk ekspandora dla trzech wzmacniaczy przedstawiono u dołu rys. 13. Gruba linia o nachyleniu 3/2

wskazuje na komplementarność tych charakterystyk z charakterystykami kompresji o nachyleniu 2/3.
W praktyce wskutek wahań współczynnika przenoszenia toru transmisyjnego (magnetofonu) sygnały U1 i U1' nie są zupełnie identyczne, mimo tego różnice między sygnałem wyjściowym ekspandora Uo' a sygnałem źródła Uo są sprowadzone poniżej granicy wrażliwości słuchu ludzkiego.
Kompandor ten zrealizowano dzieląc pasmo przenoszenia na cztery zakresy, w których kompanderyzacja zachodzi niezależnie; wybór zakresów oparty był na analizie szumów magnetofonu. Rozwiązanie takie umożliwiło:
– łatwą optymalizację stałych czasowych układów,
– uzyskanie maksymalnej skuteczności maskowania szumów.

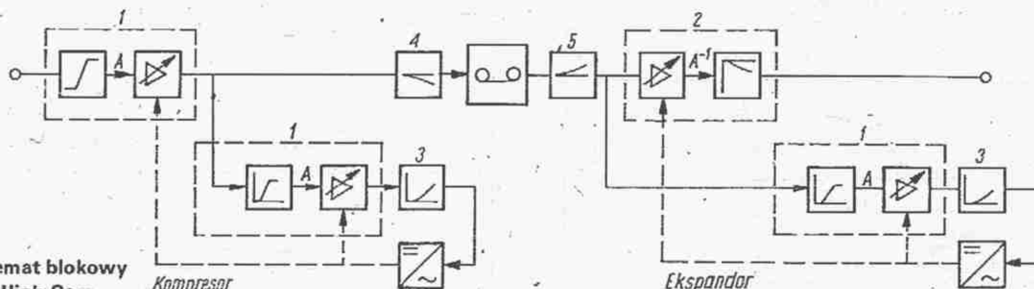
High-Com

Zastosowanie kompandora z podziałem na kilka zakresów jest w odniesieniu do sprzętu powszechnego użytku nierealne ze względów ekonomicznych. Potrzebne są rozwiązania prostsze. Opracowano więc w oparciu o koncepcję ogólną systemu Telcom C4 – tani kompandor szerokopasmowy systemu High-Com. Ogólną zasadę działania takiego kompandora przedstawiono na rys. 14.[1]
Kompresor i ekspandor pracują według zasady wyjaśnionej na rys. 12 i 13 z tym, że stosuje się tylko dwa wzmacniacze. Każdy składnik kompresora oznaczony linią przerywaną (1 na rys. 14) zawiera układ preemfazy i układ wzmacniający. Podobnie człon ekspandora (2 na rys. 14) zawiera układ deemfazy i jeden wzmacniacz o współczynniku transmitancji będącym odwrotnością do współczynnika transmitancji wzmacniacza kompresora. Aby uniknąć przesterowań w zakresie w.cz. przenoszonego pasma, zastosowano dwa sposoby ich obniżenia:
- przez zastosowanie odpowiednich filtrów – korektorów (3, 4 i 5 na rys. 14);
- dzięki wprowadzeniu deemfazy w układzie 1 w połączeniu z preemfazą w układzie 1 powodującym zwiększenie stosunku sygnał–szum na średnich i wielkich częstotliwościach.

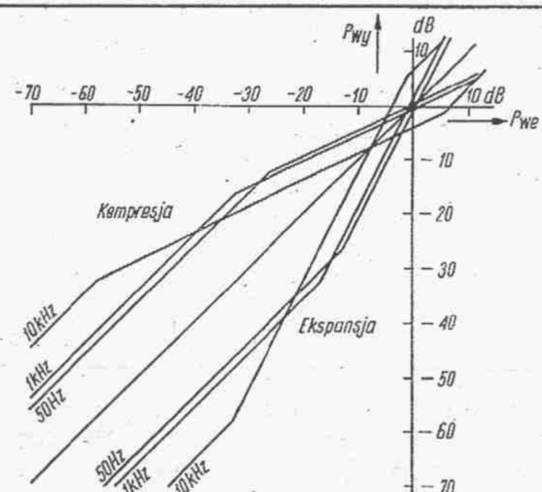
Zachowanie się układu wynika z charakterystyk przedstawionych na rys. 15. Jak wykazały pomiary układu, jest on mało czuły na błędy przenoszenia toru transmisyjnego. Zmiany wartości sygnału od 0 do 100% (z prędkością mniejszą od 200 ms) nie powodują zniekształceń większych niż 1% przy 30 Hz; ze wzrostem częstotliwości zniekształcenia maleją – przy 1 kHz zniekształcenia nie przekraczają 0,2%.
High-Com jest przeznaczony głównie dla magnetofonów kasetowych. Pomiary wykazały, że system ten umożliwia zwiększenie dynamiki o około 20 dB i odstępu sygnał–szum o około 14 dB. Dla umożliwienia łatwego wykorzystania systemu High-Com opracowano specjalny układ scalony U401B (dla jednego kanału stereofonicznego).



Rys. 16. Schemat strukturalny systemu Dolby A



Rys. 14. Schemat blokowy kompandora High-Com



Rys. 15. Charakterystyki systemu High-Com (kompresja-ekspansja)

Dolby A

Jest to kompandor niskopoziomowy z podziałem pasma akustycznego na cztery zakresy wybrane pod kątem optymalnego wykorzystania efektu maskowania dla większości nagrywanych audycji. Są to zakresy: 0...80 Hz, 80 Hz...3 kHz, 3...9 kHz i powyżej 9 kHz. Najniższy zakres redukuje przydźwięk i wibrację, drugi – drop-out'y taśmy magnetycznej i przesłuchy, zaś najwyższy – szumy wysokoczęstotliwościowe. W każdym z zakresów pracuje oddzielny procesor (niezależny od pozostałych), dzięki czemu obecność dużego sygnału w jednym z zakresów pasma nie przeszkadza działaniu redukcji szumów w pozostałych zakresach. Zasadę działania układu Dolby A wyjaśnia schemat na rys. 16.
Sygnał w kompresorze i ekspandorze jest przesyłany dwoma drogami:
– torem głównym, przez który sygnał przechodzi bez modyfikacji,
– torami pomocniczymi (dla każdego określonego zakresu częstotliwości torem oddzielnym), których wzmocnienie jest zależne od wartości sygnału na wejściu; przy małych wartościach sygnału wzmocnienie jest duże i maleje ono przy zwiększaniu się wartości sygnału wejściowego.
W efekcie na wyjściu torów pomocniczych słabe sygnały zostają uwydatnione.
Z wyjść torów sygnały są doprowadzane do sumatora w taki sposób, że w kompresorze uzyskuje się wzmocnienie sygnałów składowych o niskich poziomach, zaś w ekspandorze – zwierciadlane ich tłumienie wraz z szumami.

(Dc. w następnym nrze)

[1] Dokładny opis systemu High-Com był zamieszczony w nrze 5/81 „Re”

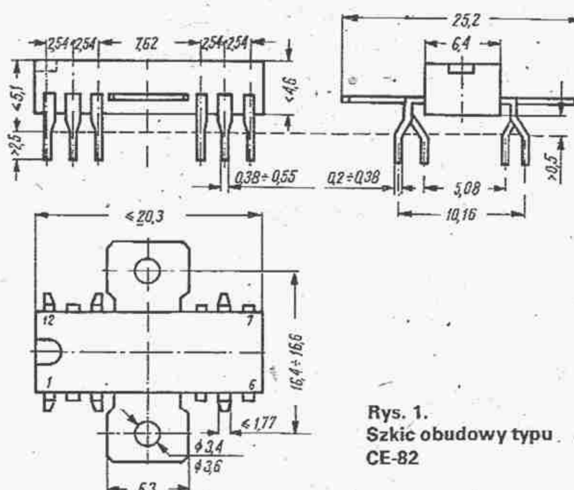
UL1440T – wzmacniacz mocy m.cz.

mgr inż. KRYSTYNA PRÓSZYŃSKA

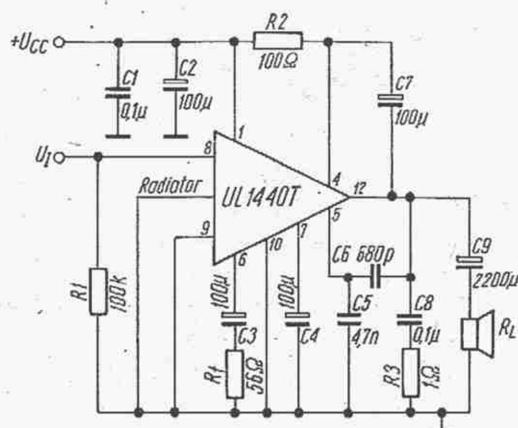
Produkowany przez CEMI układ scalony UL1440T jest monolitycznym, bipolarnym, analogowym układem scalonym. Stanowi on uniwersalny wzmacniacz mocy m.cz. przeznaczony do zastosowań w sprzęcie elektroakustycznym. Może być zasilany napięciem od 6 do 24 V przy rezystancji obciążenia 4 lub 8 Ω; osiągalna moc wyjściowa wynosi około 10 W. Szkic obudowy typu CE-82 przedstawiono na rys. 1.

A oto przeznaczenie poszczególnych końcówek układu.

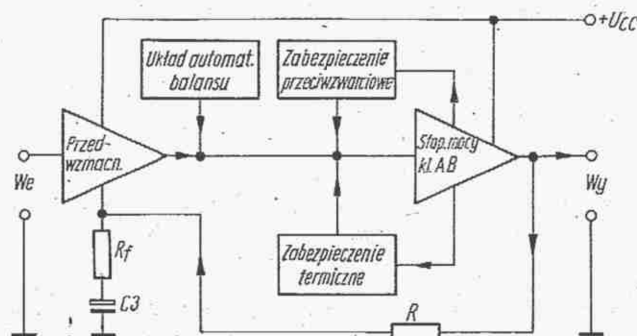
1 – Zasilanie (U_{CC})
2 – Nie podłączać
3 – Nie podłączać
4 – Bootstrap
5 – Korekcja częstotliwości
6 – Sprzężenie zwrotne
7 – Tłumienie tętnień napięcia sieci
8 – Wejście
9 – Masa (podłoże)
10 – Masa tranzystorów wyjściowych
11 – Nie podłączać
12 – Wyjście



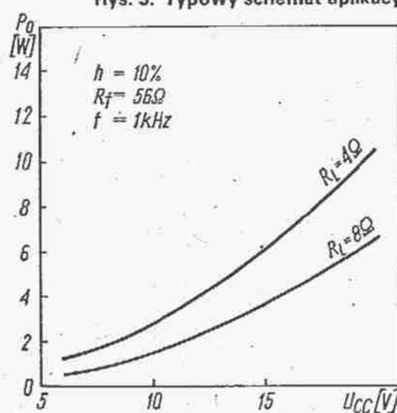
Rys. 1. Szkic obudowy typu CE-82



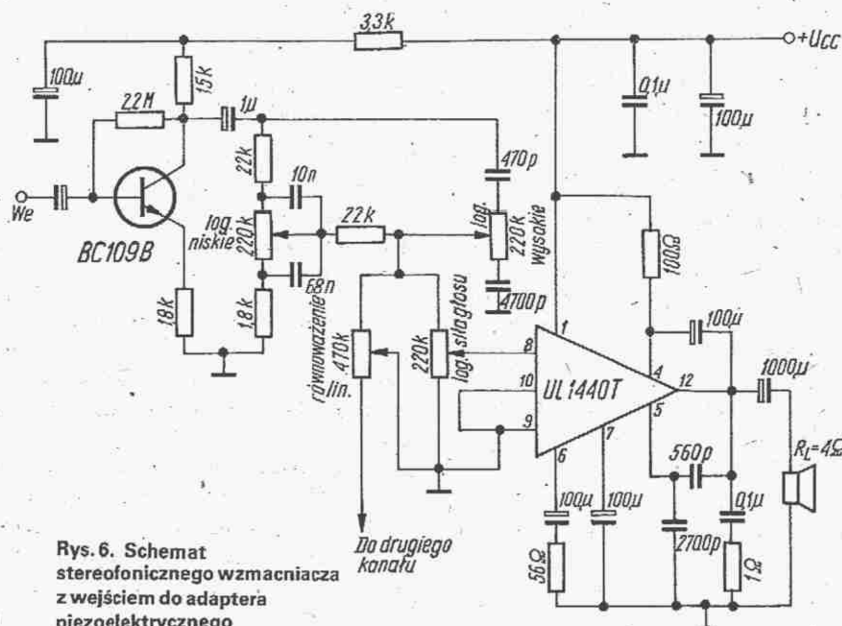
Rys. 3. Typowy schemat aplikacyjny układu UL1440T



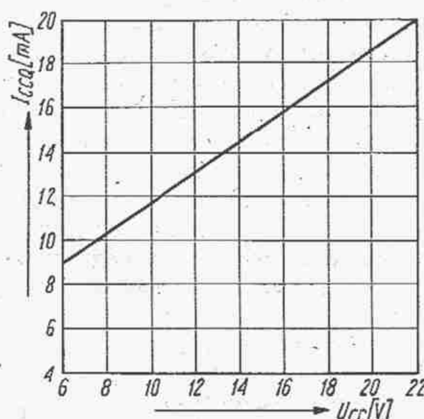
Rys. 2. Schemat blokowy układu scalonego UL1440T



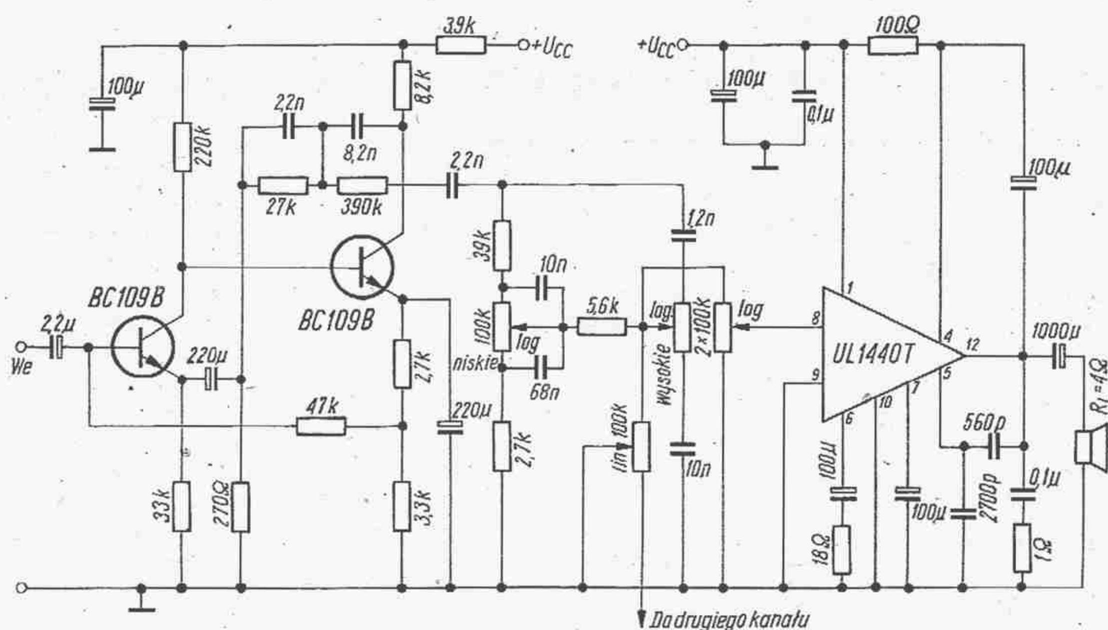
Rys. 4. Charakterystyka mocy wyjściowej w funkcji napięcia zasilania



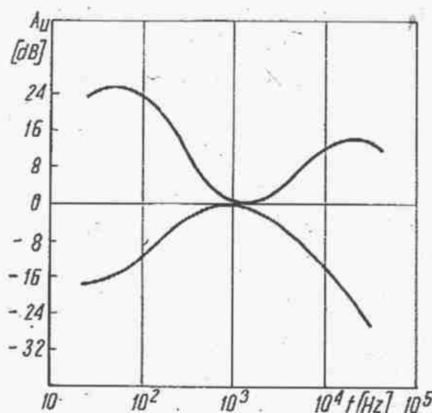
Rys. 6. Schemat stereofonicznego wzmacniacza z wejściem do adaptera piezoelektrycznego



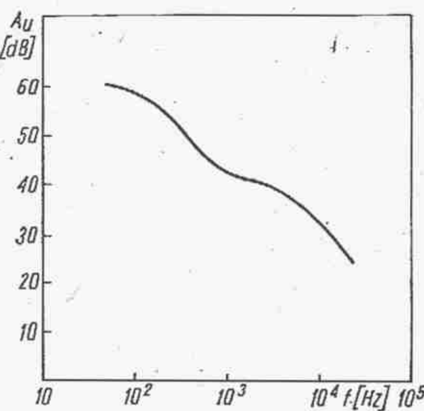
Rys. 5. Charakterystyka prądu spoczynkowego w funkcji napięcia zasilania



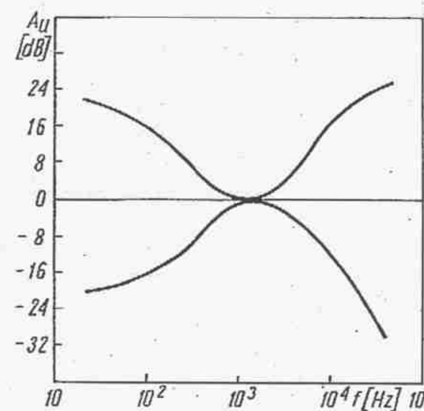
Rys. 8. Schemat ideowy stereofonicznego wzmacniacza z wejściem do adaptera magnetycznego



Rys. 7. Charakterystyka regulacji barwy dźwięku wzmacniacza



Rys. 9. Charakterystyka częstotliwości wg RIAA



Rys. 10. Charakterystyka regulacji barwy dźwięku wzmacniacza

Skrzydełka radiatora należy dołączyć do masy.

Układ jest wyposażony w dwa nowoczesne obwody zabezpieczające przed nadmiernym wzrostem temperatury oraz przed wzrostem mocy w razie zwarcia wyjścia. Układy te uwidoczniono na schemacie blokowym (rys. 2).

Schemat aplikacyjny układu scalonego UL1440T przedstawiono na rys. 3. Jest to wzmacniacz mocy m.cz. z głośnikiem dołączonym do masy.

A oto szczegółowe dane techniczne wzmacniacza.

Moc wyjściowa przy h = 10%

f = 1 kHz, U_{CC} = 20 V, R_L = 4 Ω	10 W
f = 1 kHz, U_{CC} = 18 V, R_L = 4 Ω	9 W
f = 1 kHz, U_{CC} = 20 V, R_L = 8 Ω	6,5 W
f = 1 kHz, U_{CC} = 18 V, R_L = 8 Ω	5 W

Współczynnik zawartości harmonicznych przy P_o = 0,05...5 W; U_{CC} = 18 V; R_L = 4 Ω; f = 1 kHz	0,3%
Pasmo przenoszenia (–3 dB) przy U_{CC} = 18 V; R_L = 4 Ω; C_6 = 680 pF	40 – 20 000 Hz
Napięcie wejściowe (czułość) przy P_o = 7 W; U_{CC} = 18 V; R_L = 4 Ω; f = 1 kHz	75 mV
Rezystancja wejściowa:	5 MΩ
Spoczynkowy prąd zasilania przy U_{CC} = 24 V	20 mA
Prąd zasilania przy P_o = 9 W; U_{CC} = 18 V; R_L = 4 Ω; f = 1 kHz	770 mA

Właściwości wzmacniacza ilustrują również charakterystyki przedstawione na rysunkach 4 i 5.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat stereofonicznego wzmacniacza do gramofonu z przetwornikiem piezoelektrycznym. Charakterystykę barwy dźwięku wzmacniacza ilustruje rys. 7.

Wzmacniacz przy napięciu zasilania U_{CC} = 18 V, rezystancji obciążenia R_L = 4 Ω i współczynniku zawartości harmonicznych równym 10%, ma moc wyjściową 9 W, czułość 200 mV oraz pasmo przenoszenia 40...30 000 Hz.

Na rysunku 8 przedstawiono schemat stereofonicznego wzmacniacza do gramofonu z przetwornikiem magnetycznym. Charakterystyka częstotliwości wg RIAA oraz charakterystyka regulacji barwy dźwięku są przedstawione na rys. 9 i 10. Parametry tego wzmacniacza są podobne do poprzedniego, jedynie niezbędna w przypadku gramofonu magnetycznego duża czułość wynosi tu 4 mV.

LITERATURA

Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Zastosowania. Układy analogowe. Przemysłowy Instytut Elektroniki. 1–2/1980.

LECH NIEPIEKŁO

Współczesne koncepcje układów zasilania i odchylania w OTVC

W produkowanych obecnie seryjnie odbiornikach telewizji kolorowej (OTVC) jest stosowany powszechnie kineskop typu maskowego, wymagający doprowadzenia dużej mocy do jego anody oraz dużych energii do zespołu odchylającego. Dlatego też większa część mocy pobieranej przez odbiornik telewizyjny z zasilacza jest dostarczana do układu odchylania poziomego i za jego pośrednictwem do kineskopu. Wynika stąd konieczność takiego projektowania zasilacza, aby był on odpowiedni dla danego typu układu odchylania poziomego.

Starsze typy odbiorników telewizji kolorowej, lampowe lub posiadające lampę elektronową w stopniu końcowym układu odchylania poziomego, wyposażane były w prosty zasilacz sieciowy. Było to rozwiązanie bardzo wygodne, ponieważ wyprostowane i wyfiltrowane napięcie sieci było bliskie typowego napięcia anodowego lamp elektronowych. Stabilizacja napięcia zasilającego nie była na ogół konieczna, ponieważ stałość wymiarów obrazu można było zapewnić przyłączając pętlę sprzężenia zwrotnego z wyjścia układu odchylania poziomego do pracującej w nim lampy mocy. Pobór mocy przez takie odbiorniki wynosi rzędu 250...300 W (jak np. OTVC Rubin 714 – do 250 W).

Wprowadzenie do układów odchylania poziomego elementów półprzewodnikowych pracujących w układach dwustanowych (zwarcie i rozwarcie) kluczy elektronowych wymaga zastosowania niższego napięcia zasilającego, a także specjalnego układu stabilizującego to napięcie. Konieczna jest także stabilizacja napięć zasilających cały tor sygnałowy odbiornika.

Obecnie można zaobserwować w najnowszych rozwiązaniach obiorników telewizji kolorowej dwa rozbieżne kierunki, w których poszli konstruktorzy układów zasilania i odchylania. Pierwszy polega na zastosowaniu dość prostego zasilacza dostarczającego napięcie do układu odchylania poziomego. Układ ten, oprócz swej funkcji zasadniczej jaką jest kształtowanie prądu w cewkach odchylających, dostarcza wszystkich napięć zasilających odbiornik. Przedstawiono go schematycznie na rysunku 1.

Drugi kierunek prac konstrukcyjnych polega na projektowaniu złożonych układów zasilających, wytwarzających niemal wszystkie napięcia potrzebne dla odbiornika oraz na zastosowaniu bardzo prostego układu odchylania poziomego. Takie rozwiązanie przedstawiono schematycznie na rysunku 2.

Te nowoczesne rozwiązania układów odchylania i zasilania omówiono poniżej na przykładach układów wykonanych i zbadanych w Centralnym Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku (COBRESPU).

TYRYSTOROWY UKŁAD ZASILAJĄCO-ODCHYLAJĄCY

Na rysunku 3 przedstawiono schemat układów zasilania i odchylania opracowanego w COBRESPU odbiornika telewizji kolorowej z kineskopem o kącie odchylania 90° i przekątnej ekranu 37 cm.

W skład układu zasilającego wchodzi prostownik sieciowy, kondensator filtrujący, na którym uzyskuje się napięcie stałe oraz tyrystor oznaczony jako Th3. Czas przewodzenia tyrystora jest regulowany przez zmiany szerokości impulsów sterujących bramkę. Impulsy te generuje układ sterujący, zawierajāy przerzutnik monostabilny UCY74121. Do zasilania układu sterującego jest niezbędne tzw. napięcie rozruchowe pobierane z pomocniczego transformatora Tr3. Napięcie to można również wykorzystać do zasilania układu zdalnego sterowania znajdującego się w stanie „czuwania".

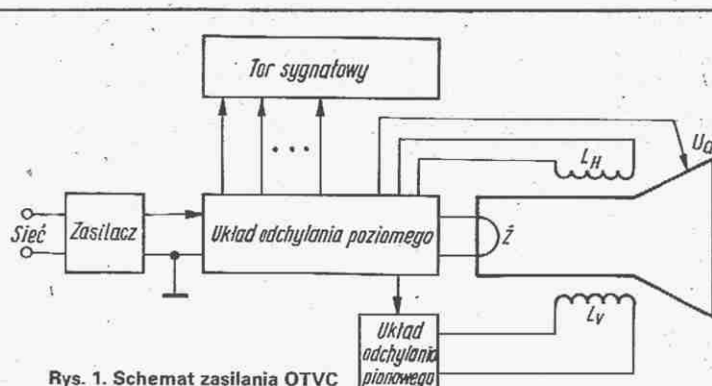
Uzwojenie pierwotne transformatora Tr2 jest wykorzystywane jako dławik zasilający, przez który przepływają „porcje" energii proporcjonalne do współczynnika wypełnienie impulsów sterujących tyrystor Th3.

Układ odchylania poziomego zawierający tyrystor komutacyjny Th1 i tyrystor wybierania Th2 jest zbliżony do układów zastosowanych w odbiorniku „Jowisz". Z uwagi na dostępność odpowiedniej literatury [1] jego działanie nie będzie tu omawiane. Cewki odchylania poziomego są dołączone do uzwojenia transformatora wyjściowego odchylania poziomego Tr1 w sposób autotransformatorowy, co zapewnia dla danej indukcyjności cewek odpowiednią wartość zasilającego je napięcia.

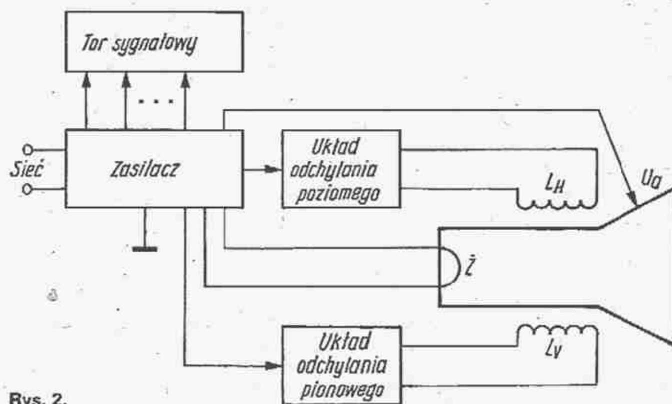
Do jednego z uzwojeń wtórnych transformatora Tr1 jest dołączona pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego, dzięki czemu można stabilizować napięcia wyjściowe transformatora oż zmian napięcia sieci i w pewnym stopniu od zmian obciążenia na każdym z wyjść.

W układzie zastosowano produkowane w kraju „szybkie" tyrystory typu BTP128 i BTP129.

W wykonanym modelu moc pobierana przez odbiornik wynosiła około 65 W.



Rys. 1. Schemat zasilania OTVC z uproszczonym zasilaczem



Rys. 2. Schemat zasilania OTVC z uproszczonym układem odchylania poziomego

Rys. 3. Uproszczony schemat tyrystorowego układu zasilania i odchylania

ZASILACZ TYPU SPP

Jednym z najciekawszych osiągnięć technicznych w dziedzinie sprzętu telewizyjnego w ostatnich latach było opracowanie przez firmę Philips zasilacza impulsowego SPP, nazwanego od słów Synchronised Power-Pack. Zasilacz ten (rys. 4) charakteryzuje się tym, że dostarcza oprócz innych napięć także napięcie anodowe kineskopu.

Wyprostowane i wyfiltrowane napięcie sieciowe jest przetwarzane w przetworniku DC/DC (prądu stałego) składającym się z tranzystora T1, diody D1 i elementów L1, C1, przy czym tranzystor T1 pracuje w układzie klucza dwustanowego. Kondensator C1 pełni funkcję baterii wewnętrznej, na której napięcie jest proporcjonalne do czasu przewodzenia tranzystora T1. Napięcie to zasila relaksacyjny generator impulsów składający się z tranzystora T1, diod D2, D3 i elementów C2, L2. Na indukcyjności L2, której funkcję pełni uzwojenie pierwotne transformatora wyjściowego, pojawiają się generowane impulsy o kształcie zbliżonym do impulsów „powrotu" odchylania poziomego. Stosując odpowiednią przekładnię transformatora można uzyskać (po wyprostowaniu) wymaganą wartość napięcia anodowego kineskopu, a także pozotałe napięcia. Z transformatora wyjściowego jest zasilany także prosty układ odchylania poziomego zawierający jeden tranzystor T2. Jedynym napięciem pobieranym z tego układu jest napięcie siatki drugiej kineskopu, co zabezpiecza luminofor przed wypaleniem w przypadku uszkodzenia układu odchylania.

Dzięki temu, że zasilacz pracuje synchronicznie z układem odchylania jest możliwe sterowania układu z tranzystorem T2 impulsami pobieranymi bezpośrednio z transformatora wyjściowego.

Układ sterujący, który zrealizowano z układem scalonym TDA2582 jest zasilany z pomocniczego transformatorka „rozruchowego". Współczynnik wypełnienia impulsów wyjściowych zależy od wartości sygnału sprzężenia zwrotnego, dzięki czemu jest realizowana stabilizacja. Pozostałe wejścia układu sterującego służą do zapewnienia synchronizacji i synfazowości impulsów. Cały zasilacz jest zabezpieczony przed przeciążeniem przez dodatkową pętlę mogącą zablokować układ sterujący i tym samym przerwać pracę zasilacza.

Rys. 4. Uproszczony schemat zasilacza typu SPP

Jako element kluczujący T1 zastosowano tranzystor BU208A mający U_{CEmax} = = 1500 V.

Zaletą odbiorników telewizyjnych z zasilaczami SPP jest wysoka sprawność przetwarzania energii i wynikająca stąd mała energochłonność (w badanym modelu odbiornika z kineskopem 56 cm 110° pobór mocy przez odbiornik wynosił około 75 W).

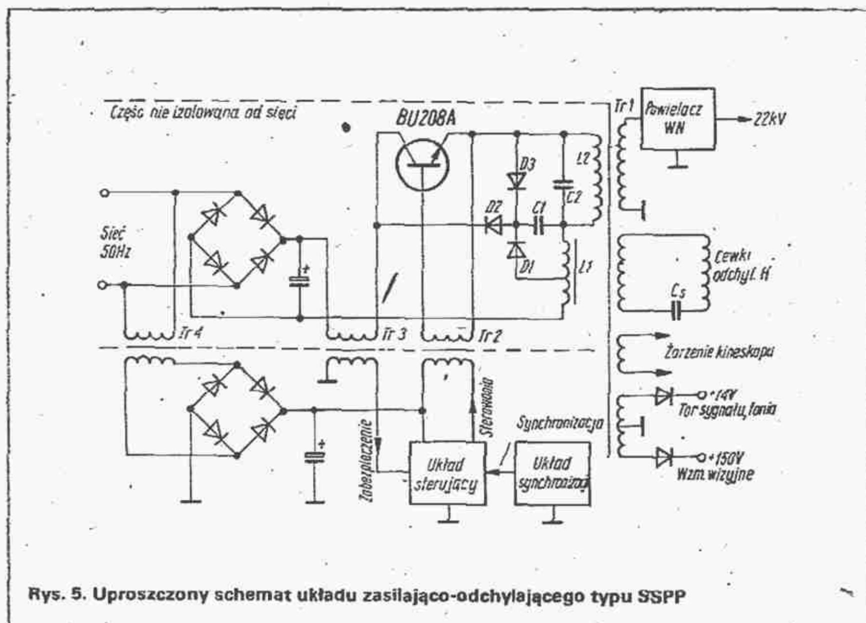
ZASILACZ TYPU SSPP

Jak wspomniano, w układzie SPP na indukcyjności L2 pojawiają się impulsy podobne do impulsów sterujących cewki odchylania poziomego. Zrodziło to pomysł, aby całkowicie zrezygnować z układu odchylania poziomego, a cewki odchylające podłączyć bezpośrednio do jednego z uzwojeń transformatora wyjściowego zasilacza. Powstały w ten sposób układ jest określany w literaturze jako SSPP (Simplified Synchronised Power Pack).

Na rysunku 5 przedstawiono uproszczony schemat układu zasilająco-odchylającego opracowanego w COBRESPU do odbiornika telewizji kolorowej z kineskopem o przekątnej ekranu 37 cm i kącie odchylania 90°.

Cewki odchylania poziomego (H) są połączone z uzwojeniem wtórnym transformatora Tr1 poprzez kondensator Cs, służący do tzw. korekcji „S" prądu odchylającego. Wartość prądu została ustalona poprzez dobór przekładni transformatora.

Impulsy o wartości około 7 kV występujące na cewce anodowej transformatora Tr1 są prostowane w powielaczu WN, a wartość napięcia ulega potrojeniu.



Rys. 5. Uproszczony schemat układu zasilająco-odchylającego typu SSPP

Dioda D1 została połączona z cewką L1 w sposób autotransformatorowy, dzięki czemu można było obniżyć napięcie występujące na tranzystorze kluczującym do wartości dopuszczalnej.

Układ jest zabezpieczony przed przeciążeniem przez zastosowanie sensora prądowego Tr3. Wzrost prądu pobieranego z zasilacza powoduje zwiększenie wartości napięcia indukowanego na uzwojeniu wtórnym transformatora Tr3 i po przekroczeniu wartości progowej następuje zablokowanie układu sterującego.

Układ SSPP chakteryzuje się małą energochłonnością i niewielką w porównaniu z innymi rozwiązaniami, liczbą stosowanych elementów. Jednakże, z przyczyn technologicznych zakres jego zastosowań ogranicza się obecnie do odbiorników z kineskopami o kącie odchylania 90° i niezbyt dużych przekątnych ekranu.

W opracowanym modelu moc pobierana przez odbiornik wynosiła około 60 W.

LITERATURA

[1] Praca zbiorowa: Odbiornik telewizji kolorowej „Jowisz". WKiŁ, Waszawa 1981.

[2] Makowski M.: Zasilacz do odbiornika telewizji kolorowej z kineskopem 110°, 26". Praca dyplomowa. Politechnika Warszawska, 1981.

[3] Dziemborowicz J.: Zbadanie możliwości realizacji zasilacza SPP z bezpośrednim formowaniem prądu odchylania poziomego. Praca dyplomowa. Politechnika Warszawska, 1982.

mgr. inż. CEZARY RUDNICKI

Łącze optoelektroniczne – Część I

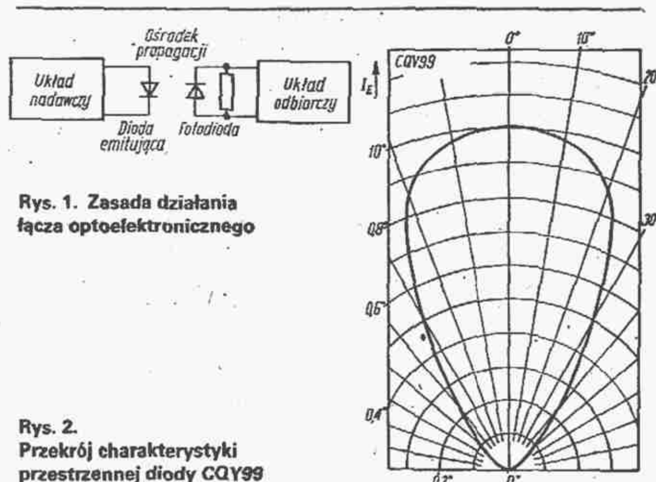
Zespół urządzeń składający się z układu nadawczego z diodą IRED[1] i układu odbiorczego z fotodiodą nazwano **łączem optoelektronicznym** (rys. 1).

Najważniejszym parametrem użytkowym łącza optoelektronicznego jest zasięg; z punktu widzenia użytkownika powinien on wynosić przynajmniej 10 metrów.

Zasięg działania łącza optoelektronicznego jest zależny od dwóch zasadniczych czynników: mocy promieniowania emitowanego przez układ nadawczy oraz czułości układu odbiorczego na promieniowanie podczerwone.

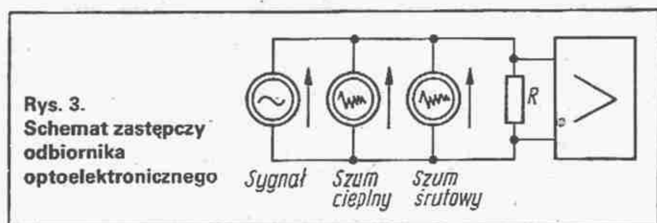
Moc wyjściowa układu nadawczego jest ograniczona liczbą i rodzajem zastosowanych diod IRED. Na ogół wystarczy, jeśli moc promieniowania emitowanego przez układ nadawczy jest rzędu kilkuset miliwatów, a szerokość wiązki promieniowania mierzona w przekroju (rys. 2) nie przekracza 60°.

[1] *IRED – międzynarodowy skrót oznaczający promieniowanie podczerwone (infra red).*



Rys. 1. Zasada działania łącza optoelektronicznego

Rys. 2. Przekrój charakterystyki przestrzennej diody CQY99



Rys. 3. Schemat zastępczy odbiornika optoelektronicznego

Czułość układu odbiorczego jest ograniczona wielkością szumów i zakłóceń występujących na jego wejściu, jak również zależy od jego parametrów elektrycznych. Najistotniejsze znaczenie mają szumy i zakłócenia pochodzące od oświetlenia zewnętrznego, ale w przypadku ogólnym należy uwzględniać również szumy cieplne układu elektronicznego, jakim jest odbiornik. Całkowita moc szumów odniesiona do wejścia odbiornika jest równa:

$$P_N = F\,kTB + 2eI_zBR \qquad (1)$$

przy czym:
F – współczynnik szumów odbiornika,
kTB – moc szumów cieplnych obwodu wejściowego,
$2eI_zBR$ – moc szumów śrutowych fotodiody pochodząca od prądu stałego I_z wywołanego oświetleniem zewnętrznym,
B – pasmo przenoszenia odbiornika,
R – rezystancja obciążenia fotodiody,
T – temperatura,
e – ładunek elektronu ($1{,}6\cdot10^{-19}$ C),
k – stała Boltzmann'a ($1{,}38\cdot10^{-23}$ Ws/K).

Moc chwilowa sygnału elektrycznego występującego na wejściu odbiornika jest równa:

$$P_s = I_s^2\cdot R \qquad (2)$$

przy czym:
I_S – prąd sygnału pochodzący od mocy promieniowania użytecznego, padającego na fotodiodę.

Stosunek mocy sygnału do mocy szumów wynosi (w układzie odbiorczym o schemacie zastępczym wg rys. 3):

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{I_s^2\cdot R}{F\,kTB + 2eI_zBR} \qquad (3)$$

Po podzieleniu licznika i mianownika wyrażenia 3 przez rezystancję obwodu wejściowego R otrzymuje się:

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{I_s^2}{\frac{F\,kTB}{R} + 2eI_zB} \qquad (4)$$

Z powyższej zależności wynikają następujące wnioski i zalecenia praktyczne:
– rezystancja obwodu wejściowego powinna być możliwie duża,
– pasmo przenoszenia odbiornika powinno być możliwie wąskie,
– odbiornik należy chronić przed zakłóceniami świetlnymi, wywołującymi przepływ prądu stałego I_z przez fotodiodę.

Spełnienie powyższych zaleceń pozwala uzyskać najkorzystniejszy stosunek sygnału do szumów na wejściu odbiornika, a więc decyduje w głównej mierze o czułości użytkowej układu odbiorczego.

Prąd sygnału I_S jest wprost proporcjonalny do mocy promieniowania podczerwonego padającego na fotodiodę P, zaś moc tego promieniowania jest zależna od mocy emitowanej przez diody IRED w układzie nadawczym, odległości między układem nadawczym i odbiorczym oraz kształtu przestrzennej charakterystyki promieniowania diod IRED, jak również od pola powierzchni fotodiody, co wyraża się zależnością:

$$P = I_e\frac{A}{r^2} \qquad (5)$$

w której:
I_e – natężenie promieniowania układu nadawczego,
A – pole powierzchni czułej na promieniowanie fotodiody,
r – odległość między układem nadawczym i odbiorczym.

Natężenie promieniowania układu nadawczego w kierunku osiowym, wyrażone w miliwatach na steradian, jest liczbowo równe mocy promieniowania wyrażonej w miliwatach jeżeli szerokość charakterystyki promieniowania wynosi około 60°. Taka zależność występuje w większości praktycznych rozwiązań układów nadawczych.

Pole powierzchni czułej na promieniowanie fotodiody wynosi zwykle 5...7,5 mm². Przy zastosowaniu pojedynczej fotodiody w układzie odbiorczym moc padająca na nią, pochodząca od układu nadawczego o mocy 300 mW (natężeniu promieniowania 300 mW/sr) umieszczonego w odległości 10 metrów, wynosi:

$$P = 300\,\text{mW/sr}\,\frac{5\ldots7{,}5\,\text{mm}^2}{(10\,\text{m})^2} = 15\ldots22{,}5\,\text{nW}$$

To promieniowanie padając na fotodiodę wywołuje w niej przepływ prądu o wartości zależnej od czułości, która wynosi przeważnie 0,4...0,6 A/W, a zatem moc promieniowania padającego, około 20 nW, wywołuje przepływ prądu I_s około 10 nA. W celu stwierdzenia możliwości rozróżnienia takiego sygnału na tle szumów należy oszacować wielkość mocy szumów na wejściu. Ze wzoru (3) wynika, że moc szumów cieplnych nie wpływa na całkowitą moc szumów jeżeli wartość rezystancji R obwodu wejściowego jest dostatecznie duża.

Moc szumów cieplnych odbiornika o pasmie przenoszenia B równym 20 kHz i współczynniku szumów F równym 3 dB wynosi:

$$P_{N1} = F\,kTB = 2\cdot1{,}38\cdot10^{-23}\cdot290\cdot20\cdot10^3 = 160\cdot10^{-18}\,\text{W}$$

Prąd szumów śrutowych zależy od wartości składowej stałej prądu fotodiody, a ta z kolei od strumienia światła padającego. Czułość fotodiody na światło widzialne jest zawarta w granicach 40... 70 nA/lx, a więc przy oświetleniu 300 luksów (maksymalnie 2000 lx) składowa stała prądu fotodiody I_z jest równa około 15 µA (maksymalnie 140 µA). Wartość skuteczna prądu szumów śrutowych na wejściu układu odbiorczego wynosi więc:

$$I_z^2 = 2eI_zB = 2\cdot1{,}6\cdot10^{-19}\cdot15\cdot10^{-6}\cdot20\cdot10^3 \rightarrow 0{,}3\,\text{nA}$$

a przy maksymalnym oświetleniu może wynosić nawet około 1 nA.

Moc szumów śrutowych wynosi (przy R = 100 kΩ):

$$P_z = R\cdot I_z^2 = 100\cdot10^3\cdot0{,}3^2\cdot10^{-18} = 9\cdot10^{-15}\,\text{W}$$

a zatem wielokrotnie przekracza moc szumów cieplnych.

W tym przypadku stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumów jest równoznaczny z kwadratem ilorazu prądu sygnału i prądu szumów śrutowych, czyli:

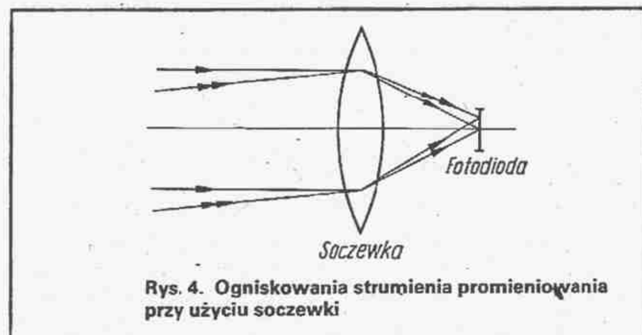
$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{I_s^2}{I_z^2} = \left(\frac{10\,\text{nA}}{0{,}3\,\text{nA}}\right)^2 = 1100 \rightarrow 30\,\text{dB}$$

W warunkach najgorszego przypadku (przy maksymalnym oświetleniu) prąd sygnału (10 nA) jest 10 razy większy od wartości skutecznej prądu szumów śrutowych (1 nA). Taka sytuacja może prowadzić do zakłóceń pracy łącza optoelektronicznego. Należy bowiem pamiętać, że obliczona wartość prądu sygnału jest równoznaczna z jego amplitudą, a wartość prądu szumów jest wartością skuteczną, czyli średnią kwadratową przebiegu o przypadkowej amplitudzie. Wartości chwilowe prądu szumów mogą się znacznie różnić od tej wartości, mogą ją nawet przewyższać.

Jak więc widać z przytoczonych rozważań, zagwarantowanie pewnej i niezawodnej pracy łącza o zasięgu działania 10 m wymaga zastosowania pewnych środków dodatkowych.

Dobre wyniki daje użycie filtrów optycznych, tłumiących promieniowanie o długościach fali mniejszych niż 800...900 nm. Zapewniają one znaczne zmniejszenie prądu szumów śrutowych pochodzącego od składowej stałej prądu fotodiody wywołanej oświetleniem naturalnym, światłem żarowym i światłem jarzeniowym. Mogą być w tym celu z powodzeniem

stosowane nie naświetlone, a wywołane filmy diapozytywowe. Niektóre typy fotodiod przeznaczonych do pracy w układach zdalnego sterowania mają wbudowane filtry podczerwieni, np. BPYP46 produkcji Unitra-Cemi i BP104 firmy Siemens. Innym czynnikiem prowadzącym do zwiększenia skuteczności i pewności przekazywania informacji między układem nadawczym i odbiorczym jest zastosowanie soczewki skupiającej i umieszczenie fotodiody w jej ognisku (rys. 4). Uzyskuje się wówczas wzrost pola powierzchni czułej na promieniowanie do wielkości równej polu przekroju soczewki. W przypadku



Rys. 4. Ogniskowania strumienia promieniowania przy użyciu soczewki

użycia fotodiody BPYP46 o średnicy obszaru czułego na promieniowanie równej około 2,5 mm (pole powierzchni około 5 mm^2) i soczewki o średnicy 20 mm uzyskuje się pole powierzchni światłoczułej około 320 mm^2, czyli 64-krotne jej zwiększenie. Moc padająca na fotodiodę wynosi wówczas nie 15 nW, lecz 15 nW×64, czyli 960 nW i wytwarza prąd sygnału około 500 nA.

Kolejnym czynnikiem mającym wpływ na zasięg łącza optoelektronicznego jest natężenie promieniowania układu nadawczego, które zależy od mocy promieniowanej przez układ nadawczy i kształtu charakterystyki przestrzennej. Ponieważ diody IRED mają charakterystyki symetryczne względem swej osi optycznej, to ich właściwości kierunkowe mogą być jednoznacznie określone przez podanie przekroju charakterystyki wzdłuż tej osi.

Na rysunku 2 przedstawiono zależność natężenia promieniowania diody IRED typu CQY99 od kąta odchylenia od osi optycznej.

Przebieg charakterystyki może być z dobrym przybliżeniem aproksymowany funkcją:

$$I_e(\alpha) = I_{e\,max} \cdot \cos k\alpha \qquad (6)$$

w której:

$I_e(\alpha)$ – natężenie promieniowania w kierunku α,

k – współczynnik kształtu charakterystyki.

Pole powierzchni objętej charakterystyką jest interpretowane fizycznie jako moc promieniowania emitowanego przez diodę IRED. Natężenie promieniowania w kierunku osiowym jest tym większe, im węższa jest charakterystyka promieniowania. Kąt między osią optyczną diody IRED a kierunkiem, w którym natężenie promieniowania spada do połowy wartości maksymalnej, jest nazywany połówkowym kątem promieniowania. W przypadku diody o charakterystyce przedstawionej na rys. 2 połówkowy kąt promieniowania jest równy 30°, a szerokość charakterystyki (kąt między dwoma kierunkami, w których natężenie promieniowania spada do połowy wartości maksymalnej) jest równa 60°. Współczynnik kształtu tej charakterystyki jest równy 2; cos kąta $k\alpha$ jest równy 0,5, gdy $k\alpha = 60°$, ponieważ $\alpha = 30°$, to k = 2.

Zwiększenie współczynnika kształtu k powoduje zwiększenie natężenia promieniowania w kierunku osiowym i prowadzi do zwiększenia zasięgu działania łącza, ale nie jest zalecane ze względów praktycznych, gdyż przy zbyt małym kącie promieniowania zachodzi konieczność dokładnego nacelowywania układu nadawczego na układ odbiorczy. W praktyce stosuje się najczęściej diody IRED o charakterystyce przestrzennej promieniowania określonej przez współczynnik kształtu k zawarty w granicach 1,5...3. Przy wartości współczynnika kształtu k = 2 uzyskuje się przybliżoną równość wartości liczbowych mocy promieniowania wyrażonej w miliwatach i natężenia promieniowania w kierunku osiowym wyrażonego w miliwatach na steradian.

UKŁADY STERUJĄCE DIODAMI IRED

Układ sterujący diodą lub diodami IRED stanowi stopień wyjściowy układu nadawczego zespołu sterowania zdalnego. Jego zadaniem jest przetworzenie sygnału elektrycznego uzyskanego z wyjścia układu scalonego MOS (układu kodującego) na modulowany strumień promieniowania podczerwonego.

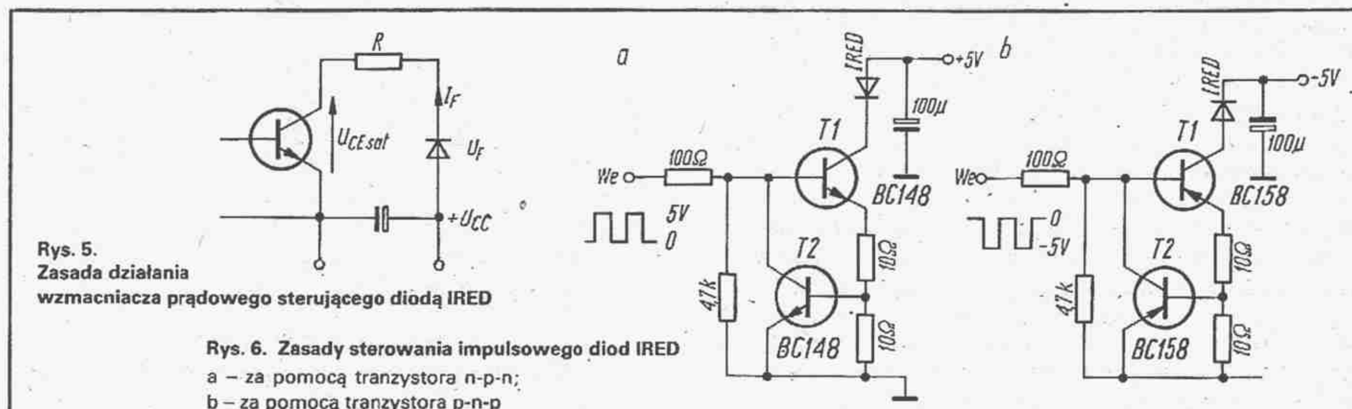
Na wyjściu układu scalonego MOS występuje sygnał w postaci przebiegu elektrycznego ciągłego lub impulsowego o wartości międzyszczytowej napięcia prawie równej napięciu zasilania, wartość prądu wyjściowego jest zwykle ograniczona na poziomie kilku miliamperów. Jest to wartość niewystarczająca do sterowania pracą diod IRED, które wymagają sterowania prądami rzędu co najmniej kilkuset miliamperów. Z tego względu niezbędne jest stosowanie wzmacniacza prądowego.

Zasadę działania najprostszego wzmacniacza prądowego sterującego diodę IRED przedstawiono na rys. 5. Dioda przewodzi prąd, gdy tranzystor jest w stanie przewodzenia i nie przewodzi, gdy tranzystor jest zatkany. Przebieg prądu diody w funkcji czasu, a więc również przebieg mocy promieniowania w czasie stanowią odwzorowanie przebiegu napięcia na wejściu wzmacniacza. Amplitudę prądu diody I_F wyznacza się na podstawie wzoru:

$$I_F = \frac{U_{CC} - (U_F + U_{CEsat})}{R} \qquad (7)$$

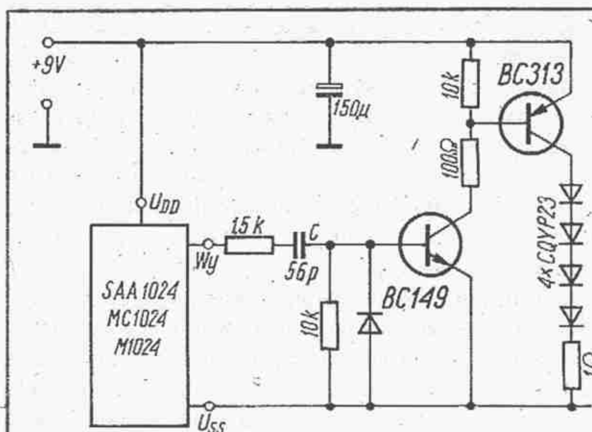
Wartość średnia prądu przewodzenia diody zależy od okresu powtarzania impulsów.

Na rysunku 6 przedstawiono praktyczne rozwiązania układów sterujących diodami IRED z zastosowaniem tranzystorów bi-

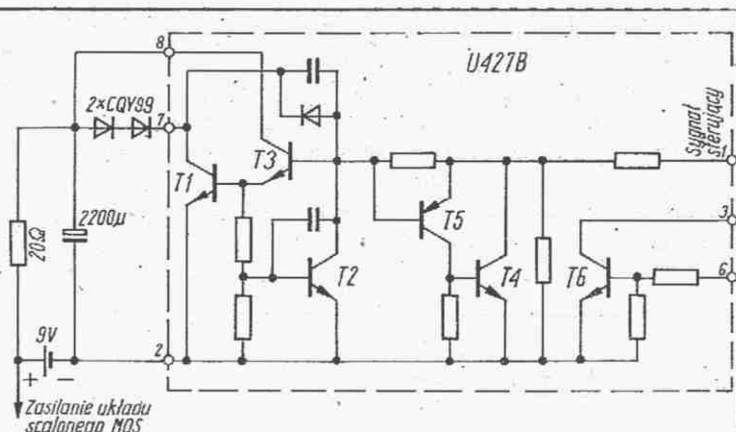


Rys. 5. Zasada działania wzmacniacza prądowego sterującego diodą IRED

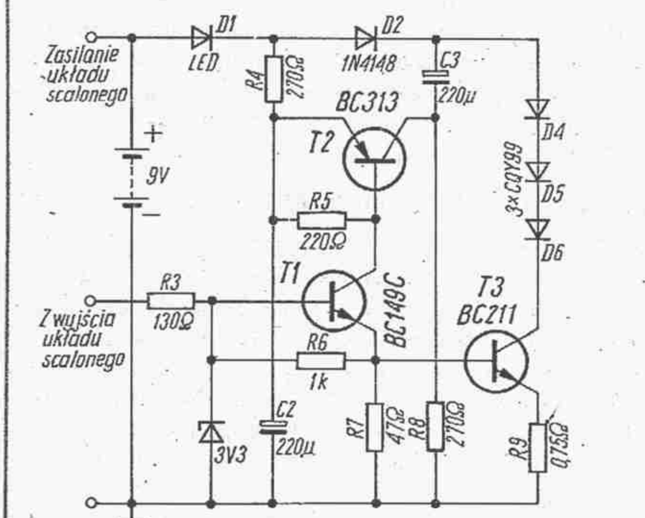
Rys. 6. Zasady sterowania impulsowego diod IRED
a – za pomocą tranzystora n-p-n;
b – za pomocą tranzystora p-n-p



Rys. 7. Schemat wzmacniacza prądowego współpracującego z układem scalonym SAA1024



Rys. 9. Schemat wzmacniacza prądowego z układem scalonym U427B



Rys. 8. Schemat wzmacniacza prądowego z podwajaniem napięcia zasilania

polarnych połączonych jako źródła prądowe. Sygnał sterujący w postaci fali prostokątnej jest doprowadzany do bazy tranzystora T1 za pomocą dzielnika napięciowego złożonego z dwóch rezystorów. Tranzystor T2 pełni funkcję stabilizatora prądu tranzystora T1, a więc stabilizuje amplitudę prądu diody IRED.

Układy przedstawione na rys. 6 mogą współpracować z układami zdalnego sterowania, ale nie zapewniają uzyskania niezbędnego zasięgu działania. W przedstawionych układach amplituda prądu sterującego diodę IRED wynosi około 70 mA (napięcie emiter-baza tranzystora T2 podzielone przez rezystancję dołączonego rezystora 0,7:10 Ω = 70 mA), co powoduje, że moc promieniowania podczerwonego przy zastosowaniu pojedynczej diody IRED, np. CQYP23, wynosi zaledwie 10 mW.

Praktyczne układy nadawcze są źródłami promieniowania podczerwonego o mocy chwilowej rzędu kilkuset miliwatów. Dla uzyskania dużej efektywności transmisji najkorzystniejsze jest sterowania diody IRED krótkimi impulsami o dużej amplitudzie prądu przewodzenia. Minimalny czas trwania impulsów jest ograniczony czasami włączania i wyłączania użytych diod.

Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy impulsowego układu sterującego diodami IRED, przystosowanego do współpracy z układem scalonym MOS typu SAA1024 (M1024 – SGS, MC1024 – UNITRA CEMI). Tranzystor BC149 jest sterowany z układu scalonego przez układ różniczkujący przekształcający falę prostokątną uzyskiwaną z wyjścia układu scalonego w ciąg impulsów szpilkowych o szerokości mierzonej na poziomie 0,7 V równej około 2,5 µs. Diody IRED są sterowane z tranzystora BC313 prądem około 300...350 mW w czasie 2,5 µs przy częstotliwościach powtarzania impulsów zawartych w przedziale 34...44 kHz. Wartość średnia prądu diod wynosi około 20...30 mA, a chwilowa wartość mocy promieniowania jest równa około 160 mW. Taki układ nadawczy umożliwia uzyskanie zasięgu działania zespołu sterowania zdalnego w granicach 15...20 metrów.

Istotne ograniczenia mocy promieniowania układów nadawczych zdalnego sterowania wynikają ze stosowanego napięcia zasilania, które wynosi zwykle 9 V (bateria typu 6F22). Spadek napięcia na pojedynczej diodzie IRED stosowanej w układach zdalnego sterowania wynosi przy prądzie diody 100 mA około 1,4 V i wzrasta do około 3 V przy prądzie około 1 A, a zatem przy typowym napięciu zasilania można stosować dwie (przy dużych prądach) do czterech (przy małych prądach) diod połączonych szeregowo.

Wolny od powyższej wady jest układ przedstawiony na rys. 8, zalecany przez firmę Intermetall jako wzmacniacz prądowy do diod IRED przy współpracy z układem scalonym SAA1250. Układ scalony wytwarza impulsy o czasie trwania 10 µs powtarzane nie częściej niż co 100 µs. Dzięki dość dużym odstępom między impulsami możliwe stało się zastosowanie powielania napięcia zasilania. W okresie między impulsami kondensatory C2 i C3 są ładowane z baterii przez rezystory R4 i R9. Kondensator C2 ładuje się do napięcia baterii pomniejszonego o spadek napięcia na diodzie D1 (1,6 V), czyli do około 7,4 V. Kondensator C3 natomiast ładuje się do napięcia baterii pomniejszonego o sumę spadków napięć na diodach D1 i D2 (około 2,2 V), czyli do około 6,8 V. W czasie trwania impulsu wyjściowego z układu scalonego tranzystor T1 przewodzi i powoduje nasycenie tranzystora T2. W ten sposób kondensatory C2 i C3 zostają połączone przez nasycony tranzystor T2 i stają się źródłem zasilania dla diod IRED włączonych w obwód kolektora tranzystora T3. Wartość tego napięcia jest równa około 14 V i umożliwia użycie trzech lub czterech diod IRED w połączeniu szeregowym. W układzie wg rysunku 8 trzy diody (D4, D5 i D6) przewodzą prąd o amplitudzie około 1,5 A, a chwilowa moc promieniowania wynosi około 600 mW.

Firma Telefunken produkuje specjalny układ scalony U427B przewidziany do stosowania jako wzmacniacz prądowy do sterowania diod IRED. Schemat układu sterującego przedstawiono na rys. 9.

Diody IRED są włączone w obwód kolektora tranzystora T1 i przewodzą prąd o amplitudzie 1,5...1,8 A. Przy takiej amplitudzie prądu moc promieniowania podczerwonego jest zawarta w granicach 400...500 mW. Tranzystory T1, T2 i T3 stanowią stabilizator prądu wyjściowego, a tranzystory T4 i T5 stabilizują prąd sterujący ten stabilizator i uniezależniają go od zmian napięcia sterującego doprowadzanego między końcówki 1 i 2 układu scalonego. Dodatkowo układ scalony zawiera tranzystor T6 włączający zasilanie układu scalonego MOS – układu kodującego, wytwarzającego impulsy o szerokości około 3,7 ms powtarzane co 120 ms.

Dc. w następnym numerze

KRÓTKOFALOWIEC polski
ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 3 (269) MARZEC 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, Tel. 26-73-73

POSIEDZENIE PREZYDIUM ZG PZK

Czternaste, ostatnie w 1982 r. posiedzenie Prezydium Zarządu Głównego PZK, odbyło się w Warszawie 18 grudnia 1982 r. Początkowo planowano zwołanie na ten dzień posiedzenia plenarnego ZG PZK, jednak duże zaangażowanie aktywu PZK w akcję aktualizacji licencji, szczególnie w początkowym jej okresie, skłoniło Prezydium do przesunięcia terminu posiedzenia plenarnego na początek roku 1983.

Najważniejszymi punktami porządku dziennego posiedzenia były: informacja o przebiegu akcji aktualizacji licencji, wstępne omówienie nowelizacji instrukcji o gospodarce sprzętowo-materiałowej w PZK oraz przyjęcie porządku dziennego posiedzenia plenarnego ZG PZK.

W sprawie aktualizacji licencji stwierdzono, że akcja ta jest obecnie najważniejsza dla PZK. W dniu 23 listopada ub.r. odbyło się w siedzibie Zarządu Głównego PZK pierwsze posiedzenie Głównej Komisji Aktualizacyjnej, w którym wziął udział zastępca Głównego Inspektora Państwowej Inspekcji Radiowej inż. H. Lutyński SP5AH. Przewodniczącym Komisji był J. Niewada SP7HF, zastępcą przewodniczącego J. Schmidt SP3AUZ, a sekretarzem J. Miśkiewicz SP8TK. Z uzyskanych informacji wynikało, że Okręgowe Inspektoraty PIR otrzymają niezwłocznie wytyczne, dotyczące udziału przedstawicieli PIR w pracach Oddziałowych Komisji Aktualizacyjnych i trybu rozpatrywania podań aktualizacyjnych.

Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK były zobowiązane dostarczyć do 15 grudnia składy swoich komisji aktualizacyjnych. Nie wszystkie wywiązały się w terminie z tego obowiązku. W większości województw komisje aktualizacyjne rozpoczęły już działalność, rozpatrując w pierwszej kolejności podania członków komisji eterowych. Blankiety podań aktualizacyjnych zostały już rozprowadzone. Mimo, że nakład tych blankietów przewyższał liczbę wszystkich licencji w Polsce przed zawieszeniem licencji (uwzględniając potrzebę składania podań w 2 egzemplarzach), to jednak trzeba było dokonać dodruku. Obserwuje się dopływ zaległych składek członkowskich, a także dopływ nowych członków PZK.

Proponowane zmiany w instrukcji o gospodarce sprzętowo-materiałowej w PZK przedstawił i omówił wiceprezes ZG PZK d/s technicznych SP7HF. Jedną z istotniejszych proponowanych zmian jest dopuszczalność ubiegania się przez kluby o sprzęt od instytucji, za pośrednictwem ZOW PZK. Ustalono, że wobec konieczności przeprowadzki Biura ZG PZK jeszcze w tym roku lub na początku 1983 r. termin posiedzenia plenarnego Zarządu Głównego przesunięto na 5 lutego 1983 r., natomiast 15 stycznia odbędzie się pierwsze w 1983 r. posiedzenie Prezydium. Przyjęto wstępnie projekt porządku dziennego posiedzenia plenarnego, który przewiduje m.in.: wystąpienie prezesa ZG PZK, zmiany w składzie ZG PZK, zatwierdzenie planu finansowego na 1983 rok, zatwierdzenie regulaminów Komisji Eterowych i PK ARS, dyskusję i podjęcie uchwał.

W sprawach bieżących omawiano sprawy związane z przeprowadzką Biura ZG PZK. Na zakończenie posiedzenia prezes PZK SP5LVV wręczył J. Miśkiewiczowi SP8TK decyzję o powołaniu go na stanowisko dyrektora Biura ZG PZK z dniem 1 stycznia 1983 roku.

SP5QU

REGULAMIN ORGANIZACYJNY GŁÓWNEJ KOMISJI ETEROWEJ PZK

zaakceptowany przez Prezydium ZG PZK w dniu 23.10.1982 r.

Rozdział 1. Postanowienia ogólne

§ 1. Główna Komisja Eterowa (GKE) PZK jest organem społecznym, działającym przy Zarządzie Głównym Polskiego Związku Krótkofalowców.

§ 2. Główna Komisja Eterowa PZK jest organem doradczym ZG PZK i z jego ramienia jest upoważniona do podejmowania wiążących decyzji w sprawach dotyczących przestrzegania przepisów obowiązujących amatorską służbę radiokomunikacyjną.

§ 3. GKE PZK współpracuje z ramienia ZG PZK z Głównym Inspektoratem Państwowej Inspekcji Radiowej w sprawach przestrzegania przez stacje amatorskie pracujące z terenu PRL przepisów krajowych i międzynarodowych, dotyczących radiokomunikacji amatorskiej.

§ 4. GKE PZK działa zgodnie z wytycznymi, uchwałami i decyzjami ZG PZK oraz postanowieniami niniejszego regulaminu.

Rozdział 2. Zakres działania i uprawnienia GKE PZK

§ 5. Do zakresu działania GKE PZK należy:

1. Kontrola i inspirowanie działalności Wojewódzkich Komisji Eterowych PZK.
2. Współpraca z GI PIR w dziedzinie przestrzegania przepisów dotyczących radiokomunikacji amatorskiej oraz w dziedzinie nowelizacji tych przepisów.
3. Opiniowanie wniosków o podwyższenie limitu mocy do klasy wyczynowej (750 W).
4. Prowadzenie prac nad kompatybilnością służby amatorskiej i starań o wprowadzenie norm i przepisów dotyczących susceptybilności aparatury elektrycznej i elektronicznej, zwłaszcza powszechnego użytku.

§ 6. Członkowie GKE PZK posiadają uprawnienia kontroli emisji i urządzeń nadawczych stacji amatorskich przewidziane regulaminem Wojewódzkich Komisji Eterowych PZK.

§ 7. Obszarem działania GKE PZK i jej członków jest teren PRL.

Rozdział 3. Organizacja GKE PZK

§ 8. Członków GKE PZK powołuje i odwołuje Prezydium ZG PZK. Członkami GKE PZK mogą być tylko aktywnie pracujący krótkofalowcy, posiadający duże doświadczenie w pracy krótkofalarskiej, dysponujący dobrej klasy sprzętem łączności i cieszący się nieposzlakowaną opinią.

§ 9. W skład GKE PZK wchodzi 5 do 7 członków, którzy spośród siebie wybierają przewodniczącego, wiceprzewodniczącego i sekretarza.

§ 10. Członków GKE PZK powołuje się na czas nieokreślony. Mogą oni być odwoływani przez Prezydium ZG PZK na wniosek przewodniczącego GKE PZK stwierdzający brak aktywności, bądź na własną prośbę.

Rozdział 4. Tryb pracy GKE PZK

§ 11. Tryb pracy GKE PZK powinien zapewniać skuteczną realizację zadań GKE PZK zgodnie z zakresem działania określonym w rozdziale 2 niniejszego regulaminu. Podejmowanie innych działań mających na widoku dobro krótkofalarstwa polskiego jest celowe, jednak wymaga oddzielnej akceptacji Prezydium ZG PZK.

§ 12. GKE PZK powinna odbywać posiedzenia co najmniej raz na pół roku. Ustalenia podejmowane przez GKE PZK zapadają zwykłą większością głosów. z posiedzeń sporządza się krótki protokół, który jest przechowywany w materiałach GKE PZK.

§ 13. Raz na kwartał wyznaczony członek GKE PZK sporządza informację z działalności Wojewódzkich Komisji Eterowych PZK na podstawie nadesłanych przez WKE PZK sprawozdań kwartalnych. Informacja taka winna zawierać akapit poświęcony działalności GKE PZK w tym okresie. Informację przedstawia się sekretarzowi ZG PZK do dyspozycji Zarządu Głównego PZK.

§ 14. Do realizacji określonych zadań mogą być ze składu GKE PZK wyłaniane grupy robocze, bądź zadania te mogą być powierzane poszczególnym członkom GKE PZK. Pozostali członkowie GKE PZK są informowani o tych pracach na najbliższym posiedzeniu GKE PZK.

§ 15. Praca GKE PZK opiera się na społecznym zaangażowaniu jej członków.

§ 16. Obsługę administracyjną GKE PZK zapewnia Biuro ZG PZK.

Regulamin ten, jak również regulamin Wojewódzkich Komisji Eterowych PZK zamieszczony w poprzednim numerze, podlega zatwierdzeniu przez najbliższe Plenum Zarządu Głównego PZK. Na tym posiedzeniu plenarnym przewidziane jest wręczenie nominacji członkom Głównej Komisji Eterowej PZK. Członkowie Wojewódzkich Komisji Eterowych PZK otrzymają nominacje za pośrednictwem Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK.

SP5QU

POTRZEBA PRACY SPOŁECZNEJ

Moje kontakty z krótkofalarstwem trwają już ponad 30 lat. Nie jest to bardzo dużo, zważywszy, że dość liczna grupa krótkofalowców polskich utrzymuje takie kontakty jeszcze od okresu przedwojennego, jednak jest to dostatecznie długi okres czasu, aby móc zaobserwować duże przemiany ilościowe i jakościowe, zachodzące w krótkofalarstwie polskim okresu powojennego.

Jedna z poważniejszych przemian dotyczy stosunku do pracy społecznej w klubach krótkofalarskich i ogniwach organizacyjnych PZK. Można ogólnie stwierdzić, że chęć do takiej pracy bardzo osłabła u przeważającej części krótkofalowców, zarówno tych najmłodszych, jak też i tych starszych. Niewątpliwie wpłynęły na to różne czynniki. Do najistotniejszych zaliczyłbym zmianę roli klubów, jaka dokonywała się powoli przez te lata.

W zamierzchłych czasach odradzania się krótkofalarstwa po II wojnie światowej klub był głównym, a najczęściej wręcz jedynym miejscem, gdzie można było w jakiś sposób realizować swoje krótkofalarskie zainteresowania. Była tu radiostacja, często jedyna w całym mieście lub województwie, można było tu wiele nauczyć się słuchając starszych kolegów, najczęściej przedwojennych krótkofalowców (a literatury krótkofalarskiej prawie nie było), można tu było zdobyć lampę lub inne detale do budowy własnego odbiornika nasłuchowego, czy wreszcie można było wspólnie pomarzyć z podobnymi sobie zapaleńcami, jak to będzie, kiedy już otrzyma się upragnioną licencję. Taka wszechstronna rola klubu była magnesem przyciągającym silnie członków, którzy we wspólnym działaniu na rzecz klubu lub instytucji czy organizacji patronackiej, znajdowali satysfakcję, czując się związani przez to silniej z krótkofalarstwem.

Ta ważna rola klubów z czasem malała. Coraz więcej z nas miało już radiostacje w domu, coraz więcej zdobywaliśmy doświadczenia, coraz częściej literatura krótkofalarska zastępowała doświadczenie starszych kolegów. W ostatnich latach, kiedy nierzadko uczeń szkoły średniej lub student dysponował urządzeniem (często produkcji fabrycznej) lepszym niż radiostacja klubowa, kluby zaczęto traktować głównie jako miejsce wymiany kart QSL lub sporadycznych spotkań towarzyskich.

W rezultacie zaczęliśmy powoli odzwyczajać się od wspólnego działania na rzecz klubu, szczególnie że zarządy klubów, same składające się często z członków niewiele aktywniejszych od pozostałych, nie potrafiły egzekwować obowiązku pracy na rzecz klubu. Takie nastawienie łatwo przyswajają sobie nowi członkowie klubu, bo przecież jest ono wygodniejsze. Brak nawyku i potrzeby realizacji swoich ambicji w pracy społecznej – zawiniony zresztą nie tylko przez organizatorów działalności krótkofalarskiej – zaczął ujawniać się także podczas wyborów do instancji organizacyjnych Związku i zaciążył w znacznym stopniu na jakości ich późniejszej pracy.

Drugą istotną przyczyną słabej działalności niektórych klubów i instancji Związku jest obserwowana od szeregu lat dewaluacja pracy społecznej. Stajemy się społeczeństwem coraz bardziej materialistycznym, w tym pejoratywnym znaczeniu tego słowa, co uzewnętrznia się w coraz powszechniejszym „Za ile?". Aby obraz był pełny, warto wspomnieć także o licznych przypadkach marnowania rezultatów pracy społecznej i niedoceniania pozytywnych postaw w tym względzie.

Obecna sytuacja naszego kraju, a w konsekwencji także naszego Związku, powinna nas jednak skłonić do zmiany postawy. Nie możemy już oczekiwać, że ktoś nam coś da za darmo lub za nas zrobi. Środki materialne nie ulegną zapewne szybkiemu i radykalnemu powiększeniu, a do zrobienia będzie coraz więcej. Trudno wymagać, aby skromny liczebnie personel etatowy PZK podołał wszystkim rosnącym obowiązkom. W znacznie szerszym zakresie powinien mu pomóc aktyw społeczny. Kluby natomiast powinny ożyć po okresie letargu, spowodowanego ograniczeniami stanu wojennego i powinny ponownie stać się miejscem tętniącym życiem, skupiającym wszystkich swoich członków wokół wspólnych zamierzeń. Można to osiągnąć tworząc atrakcyjne formy działalności klubu, na przykład: organizowanie spotkań klubowych z interesującym programem, konkursów i zawodów klubowych, a nawet towarzyskich spotkań z udziałem naszych towarzyszek życia. Można też osiągnąć to stawiając przed członkami klubu ambitne zadania, których realizacja podniesie prestiż klubu lub jego pozycję na sportowych listach klasyfikacyjnych. Wymaga to jednak większego zaangażowania z naszej strony, większego wkładu pracy społecznej. Chyba warto zastanowić się nad tym.

SP5QU

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

■ Bardzo dobre warunki propagacyjne w pasmach UKF występowały na początku grudnia 1982 r. SP9FG donosi z Kasprowego Wierchu, że w dniach od 1 do 3 grudnia odbierał w paśmie 432 MHz beacony OZ7IGY, DFØAAD, SK4UHF i SK6UHF z raportami od 529 do 579.

■ SP6XA obliczył prowizorycznie wyniki stacji polskich w zawodach regionalnych VHF, rozegranych w dniach 4 i 5 września 1982 r. W zawodach tych startowały niektóre polskie stacje UKF na podstawie specjalnych zezwoleń. Sklasyfikowano 21 stacji pracujących w pasmie 144 MHz i 4 nasłuchowców. W kategorii z jednym operatorem pierwsze trzy miejsca zajęły stacje: SP6BTI 64 751 pkt., SP9DSD 63 456 pkt i SP6AZT 63 421 pkt. W kategorii stacji z wieloma operatorami sklasyfikowano dwie stacje: SP6BIB/6 64 727 pkt i SP6GWN 32 224 pkt.

■ W regionalnych zawodach UHF/SHF, rozegranych 2 i 3 października 1982 r. sklasyfikowano 9 radiostacji polskich pracujących w pasmie 432 MHz w kategorii z jednym operatorem i jednego nasłuchowca. Prowizoryczne wyniki obliczone przez SP6XA trzech pierwszych w SP stacji są następujące: SP6LB/6 29 699 pkt, SP6AZT/6 16 839 pkt i SP9DSD 11 378 pkt.

■ Award manager dyplomu „SP6" SP6FER informuje, że nowa cena tego dyplomu, wydawanego przez klub SP6PRT we Wrocławiu wynosi od 1 października 1982 r. 50 zł (przedtem 25 zł). Zainteresowani tym dyplomem powinni nadsyłać opłatę za dyplom przekazem, a nie w znaczkach pocztowych. W związku z brakiem opakowań dyplomy „SP"' będą rozsyłane do poszczególnych ZOW PZK w czerwcu i grudniu każdego roku.

■ Sekretarz krajowy SPDX Klubu kol. Andrzej SP6ECA informuje, że dyplom członkowski SPDXC nr 300/R otrzymuje SP7IIT. Kandyduje obecnie do SPDXC 17 krótkofalowców SP. Na Listę Honorową SPDX klubu dopisano ostatnio 4 nadawców: SP8AOV, SP8RJ, SP6AYP i SP6BAA.

■ Mimo kilkakrotnych informacji w Radiowym Biuletynie Informacyjnym PZK i w dwóch ostatnich ubiegłorocznych numerach Biuletynu PZK, a dotyczących ceny prenumeraty rocznej „Biuletynu", niektórzy prenumeratorzy wpłacają nadal kwotę 180 zł. Informuję, że cena prenumeraty na 1983 r. wynosi 280 zł. Osoby, które wpłaciły mniejszą kwotę powinny niezwłocznie dokonać dopłaty. *SP5QU*

50 LAT TEMU...

● Rok 1933 charakteryzuje się dalszą konsolidacją polskiego krótkofalarstwa pod egidą PZK. Liczba wydanych licencji wzrosła z 8 z okresu przed powstaniem PZK do ponad 100. Sukcesywnie poprawia się stan organizacyjny, poprawia się wyposażenie techniczne stacji SP, coraz większą uwagę zwraca się na społeczną użyteczność krótkofalarstwa, a także na walor sportowy.

● 50 lat temu PZK został przyjęty na pełnoprawnego członka IARU. Zarząd Główny PZK został powiadomiony o tym pismem IARU z dnia 17 lutego 1933 r.

● W numerze 4 „Krótkofalowca Polskiego" z 1933 r. znajduje się opis stacji nasłuchowej PL-423, której posiadaczem był autor niniejszej notatki. Wprawdzie na fotografii wyraźnie widać sporych rozmiarów nadajnik, jednak licencji nadawczej nie mógł operator uzyskać wskutek... niepełnoletności.

● Wybitny nadawca czechosłowacki OK2VA uzyskał jako piąty w świecie foniczny dyplom WAC. – Cóż na to nasi krótkofalowcy, z których żaden takiego wyczynu nie dokonał – pyta z przekąsem autor notatki zamieszczonej w numerze 4 „KP" z 1933 roku.

● Ważnym wydarzeniem dla naszych krótkofalowców było Walne Zgromadzenie PZK obradujące w dniach 17 i 18 czerwca 1933 r. Liczba okręgów administracyjnych PZK została powiększona z 5 do 8. Z wygłoszonego sprawozdania ZG PZK wynikało m. in., że zainicjował on pomoc w zorganizowaniu związku krótkofalowców rumuńskich i zgłoszeniu go do IARU.

● Amatorska radiolokacja sportowa nie była dyscypliną znaną w okresie międzywojennym. Jednak za datę jej narodzin można uznać wydarzenie, o którym pisze „KP" w numerze 9 z 1933 r. Oto krótkofalowcy szwajcarscy zorganizowali latem tego roku zawody krótkofalowe, polegające na pościgu samochodowym za ukrytą radiostacją. Nadajnik HB9V o mocy 5 W został ukryty w pewnej wiosce i pracował w pasmie 80 m. Na starcie stanęły 34 samochody wyposażone w amatorskie urządzenia goniometryczne. Pierwszy samochód, prowadzony przez pewną YL i z najmłodszym krótkofalowcem Szwajcarii (14 lat) jako operatorem, przybył na metę po blisko trzech godzinach. Rajd ukończyło tylko 10 samochodów.

● Znane stacje ZL, a mianowicie ZL4AI i ZL4AO opracowały artykuł techniczny dla angielskiego miesięcznika krótkofalarskiego „T and R Bulletin", który został nadany przez ZL4AO do stacji angielskiej G2ZQ w całości przez radio.

● Znikają z pasm amatorskich polskie stacje nielicencjonowane. ZG PZK postawił sobie za cel m. in. oczyszczenie „eteru" z „piratów" i konsekwentnie go realizuje. W 1933 roku wiele klubów otrzymało ponowne monity o niedopuszczalności przydzielania nowo wstępującym członkom znaków nadawczych (oczywiście bez licencji). Tacy członkowie mogą otrzymywać tylko znaki nasłuchowe PL. Wprawdzie zdarzyło się w kilkunastu przypadkach, że niektórzy nasłuchowcy nawiązywali łączności pod znakiem PL, jednak praktyka ta pod naciskiem PZK stopniowo zanikała.

SP8HR

A PRZED 25 LATY...

Oto niektóre wiadomości, zamieszczone w nrze 3 z 1958 r. „Krótkofalowca Polskiego":

● Pierwsze z Polski zgłoszenie do dyplomu WAZ za łączności ze wszystkimi strefami zostało wysłane dla SP8CK: SP7HX brakuje do WAZ tylko karty ze strefy 24 (VS6 lub CR9).

● Pierwszego kwietnia SP8CK miał QSO z AC5PN. Jeśli to nie żart primaaprilisowy, będzie to jego 205 kraj.

● SP7HX jako pierwszy z Polski nawiązał łączność foniczną na 28 MHz ze stacją 9G1AA.

● Znajdujemy w tym numerze regulamin „łowów na lisa", przyjęty dla zawodów, które odbyły się w Jugosławii z okazji IV Zjazdu SRJ. Podano, że regulamin ten będzie obowiązywać także w czasie zawodów organizowanych przez PZK.

● Według stanu na dzień 31.12.1957 r. tabelą stałego współzawodnictwa nadawców kategorii I przedstawiała się następująco: 1. SP8CK 2281 pkt., 2. SP3PK 2057 pkt., 3. SP5AR 1826 pkt., 4. SP5 FM 1061 pkt., 5. SP6BZ 1034 pkt., 6. SP8AG 996 pkt. i 7. SP6XA 764 pkt. W kategorii jednopasmowej DX MARATONU w pasmie 3,5 MHz prowadził SP5FM przed SP8CK.

● Oddział PZK w Łodzi rozpoczął nadawanie przez stację SP7LA lekcji telegrafii i korespondencji amatorskiej. Teksty Morse'a nadawane są emisją A2 za specjalnym zezwoleniem Ministerstwa Łączności.

● W wynikach Europejskich Prób UKF IARU, które odbyły się w dniach 7 i 8 września 1957 r. znajdujemy 22 znaki polskich stacji. Najlepsze miejsce w kategorii stacji stałych (39) uzyskał SP5FM/1, a w kategorii stacji terenowych pracujących na kilku pasmach – SP6BY/p (13 miejsce).

● Oddział PZK w Nowym Bytomiu zaofiarował uprzejmie gościnność dla projektowanego przez PZK spotkania polskich UKF-owców. Jest to bardzo korzystne, gdyż nasze województwa południowe są największym skupiskiem entuzjastów fal ultrakrótkich i koszty podróży nie będą dzięki temu dla większości uczestników nadmiernie duże.

● W omawianym numerze „KP" zapoczątkowano publikowanie warunków uzyskiwania dyplomów krótkofalarskich. Na początek podano warunki jugosłowiańskiego dyplomu „WAYUR".

● Kol. SP8HR nadesłał do redakcji „KP" list, w którym donosi, że uruchomił nadajnik QRP o mocy 2 W. Już w pierwszym dniu po jego uruchomieniu SP8HR uzyskał szereg łączności DX-owych z raportami dochodzącymi do S8, pracując w pasmie 14 MHz. W nocy z 30 na 31 stycznia miał łączności z wszystkimi kontynentami w czasie poniżej 12 godzin.

● Numer 3 „KP" z 1958 roku zamykają relacje z dwóch posiedzeń Zarządu Głównego PZK i ciąg dalszy spisu radiostacji SP. Na jednej stronie zmieściły się adresy prawie wszystkich radiostacji SP4 i połowy radiostacji SP5! *SP5QU*

32 LATA SPORTOWYCH ZMAGAŃ KRÓTKOFALOWCÓW SP

Okres między dniem 27 sierpnia 1949 r., to jest datą wydania pierwszych po II wojnie światowej amatorskich licencji SP1CM i SP5AB, a ostatnimi nadawaniami polskich radiostacji amatorskich w dniu 12 grudnia 1981 r. stanowi zamkniętą już epokę (drugą) polskiego krótkofalarstwa. Można zatem dokonać obrachunku bilansującego tę zamkniętą już epokę. Niniejsze omówienie, to pierwsza próba obrachunku od strony sportowej, a ściślej od strony udziału i osiągnięć polskich krótkofalowców w międzynarodowych imprezach krótkofalarskich, od tych najważniejszych, np. „CQ WW DX Contest", do mniej prestiżowych, lecz cieszących się corocznie licznym udziałem międzynarodowej społeczności krótkofalowców.

Liczba wydanych zezwoleń radioamatorskich (licencji) pod koniec 1981 r. dochodziła do 6800. Natomiast czynne zainteresowanie zawodami międzynarodowymi, czyli ta najbardziej sportowa strona krótkofalarstwa, jest udziałem tylko części nadawców. W omawianym okresie można wymienić pewną grupę znaków, których posiadacze mają na swoim koncie większe lub mniejsze sukcesy w zawodach międzynarodowych.

Oto te znaki: SP1 – BC, HU, JN, JV, MK, UM, AAY, ADM, AEN, AFU, BHX, EFU, EYG. SP2 – AP, BE, BK, DX, IW, JS, LV, UU, ADW, AEO, AGH, AIB, AJO, ASJ, AVE, BBD, BMX, BRZ, DVH, EPU, FAP, FAX, FBC, FBL, FWC, HGG, JGK, JKC, JOF. SP3 – AK, AN, CB, HC, HD, PH, PJ, PK, PL, ADZ, AGE, AIJ, AOT, AMZ, AUZ, BLG, BQD, BES, CDD, DAH, DGT, DOI, DWE, EQE, FLR, FYX, GCT, GEM, GVX, KLM, HYK, IBS, IOE, JDZ, MGP. SP4 – JF, DT, AGR, BEU, BGR, BYQ, CLK, CZD, DCR, DCS, DGN, DIM, EEZ, EHU, INT, JSR, JWR, LDT. SP5 – AA, AD, AR, BB, BR, BT, GH, GX, HH, HS, IA, FM, TT, XM, YQ, ZA, ACN, AFL, AHQ, ALP, ANJ, ARN, ATO, AUY, AXW, BAK, BCL, BCT, BIL, CJQ, CZA, DDJ, DVD, DZI, EAQ, ELA, ENA, EWY, FTH, DOX, DIR, GBT, GIQ, GOR, GRM, IFU, IXI, JAA, JTR. SP6 – BY, BZ, DB, FZ, GB, PH, TQ, UK, AAT, AFY, AKK, ALL, AQA, ATG, AXF, AYP, BAA, BFK, BQF, BXM, DCP, DMJ, DNS, ECA, EIY, EWQ, EQZ, IHE, JIR, ANY. SP7 – HT, HX, OX, ASZ, AWA, BEB, BFC, CDG, CDH, CTY, CVW, DZA, EBM, FRO, ICE. SP8 – AG, CK, CP, HR, MJ, VZ, YA, AFS, AAH, AJK, AOV, AQN, ARK, ARU, ARY, ASP, AWL, AWP, BAB, BAJ, BSQ, BUH, BVO, BVJ, CCC, CGN, CNR, ECV, EMO, EST, FIX, FNA, FWB, GTS, GWI, HPW, HXN, EDQ. SP9 – AI, CS, DH, DN, DT, EU, KJ, KR, KZ, FR, RF, PT, UH, VU, WY, ZD, AAB, ABE, ABU, ADU, AGS, AKD, AOA, ASS, ATE, BCH, BDH, BDQ, BPF, BLF, BBH, BQX, BRP, CAV, CDA, CVY, CEM, CTW, DTI, DWT, ECH, EFP, EMI, EPY, EWM, EVP, EEE, FSH, FZC, HWN, HWS, IGY, LJG.

Trzeba także wymienić szereg radiostacji klubowych, stających wielokrotnie do międzynarodowych zawodów: SP1KAA, SP1PBW, SP2KAC, SP2KAE, SP2PAH, SP2PDI, SP2PZH, SP2ZFJ, SP3KAU, SP3KEY, SP3PAA, SP3ZHC, SP4KAI, SP4PZO, SP5KAB, SP5KMF, SP5PWK, SP5PWA, SP5PAW, SP5PIL, SP6KBE, SP6PAZ, SP6PZB, SP6PBA, SP6KZW, SP7PBC, SP7KTE, SP8PCG, SP8KAF, SP8KAR, SP9KAD, SP9 ZAF, SP9KCB, SP9KBH, SP9KRT, SP9PDF.

Ze względu na brak kompletnych wyników, szczególnie sprzed 1965 r. niektóre znaki aktywniejszych wtedy stacji mogły być tu pominięte, za co należą się przeprosiny ich właścicielom. (cdn.)

SP9DH

Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach
Wyjaśnienia i poprawki

Opisany w nrze 6/82 „Re" wzmacniacz (autor – mgr inż. U. Klapczyńska) wzbudził zainteresowanie wielu Czytelników. Niżej podajemy wyjaśnienia zawierające odpowiedzi Autora na ważniejsze pytania oraz poprawki zauważonych błędów.

1. **Zastosowanie quasi-komplementarnego stopnia mocy** w opisanym wzmacniaczu zostało z założenia wykluczone, ponieważ tego rodzaju konfiguracja nie jest optymalna pod względem wznoszonych zniekształceń.

2. **Parametry zastosowanych tranzystorów mocy** przedstawiają się następująco:

2N6488/2N6491
U_{CE} – 80 V, I_C – 15 A, P_D – 75 W, f_T – 5 MHz

TIP2955/TIP3055
U_{CE} – 60 V, I_C – 15 A, P_D – 90 W, f_T – 3 MHz.

Najbardziej zbliżona do pary tranzystorów 2N6488/2N6491 jest produkowana w kraju komplementarna para tranzystorów BDP395/BDP396. Jednak według danych publikowanych przez CEMI (lista preferencyjna) częstotliwość graniczna tych tranzystorów wynosi 1 MHz, w związku z tym nie zaleca się ich zastosowania.

3. **W przypadku przystosowywania układu do obciążenia 4 Ω**, zaleca się obniżenie napięcia do ±24 V i zastosowanie większych radiatorów o rezystancji termicznej ≤5°C/W, w związku ze wzrostem strat mocy wydzielanej w tranzystorach. Należy się liczyć z pewnym pogorszeniem parametrów, przede wszystkim ze wzrostem zniekształceń nieliniowych w porównaniu do wzmacniacza obciążonego rezystancją 8 Ω.

4. **W razie trudności w zdobyciu rezystorów RDO** (R28, R29) można zastosować 3...4 rezystory o mniejszej mocy połączone równolegle, bądź wykonać odpowiednio rezystory we własnym zakresie z drutu oporowego.

5. **W układzie powinny być zastosowane dwa stabilizatory napięcia typu BAP811** (na schemacie z rys. 2 należy wnieść poprawkę pisząc obok diod D4...D7 – 2×BAP811). Każdy z tych stabilizatorów zawiera dwie diody, a stabilizowane nim napięcie wynosi 1,45...1,65 V.
U W A G A! Zastosowanie czterech stabilizatorów zamiast dwóch spowoduje nadmiernie wielki prąd w stopniu mocy i może doprowadzić do uszkodzenia tranzystorów.

6. **Na rysunku płytki montażowej** (rys. 4 na str. 10) nie zaznaczono kilku otworów przeznaczonych do wlutowania końcówek, a mianowicie:
- otwór do bazy T2, na ścieżce od R10 do C5
- otwór do kolektora T2, na ścieżce od bazy T4 do kolektora T6
- otwór do bazy T5, na ścieżce od emitera T4 do bazy T6
- otwór do R33 na ścieżce od R28 do emitera T19
- otwór do R3 na ścieżce od kolektora T3 do R4
- otwór do mostka łączącego R19 i kolektor T12 z bazą T13.

Poza tym rezystor R9 i kondensator C5 (47 μF/16 V) są na płytce montażowej inaczej przyłączone do układu niż na schemacie ideowym (rys. 2), co nie ma znaczenia, ponieważ są one połączone szeregowo.

7. **Na stronie 10 u dołu:**
- rezystancja wejściowa – powinno być: 47 kΩ,
- w tablicy częstotliwość jest podana w kHz.

Przepraszamy Czytelników za pomyłki, które wkradły się przy przygotowaniu materiału do druku.

Redakcja

Przystawka do cyfrowego pomiaru pojemności

Dokładny pomiar pojemności metodami mostkowymi lub rezonansowymi jest w praktyce amatorskiej bardzo trudny do zrealizowania. Opisany poniżej układ umożliwia przeprowadzenie dokładnych pomiarów pojemności pod warunkiem jego starannego wykonania i zestrojenia.

Wykonana przez autora przystawka współpracuje z uniwersalnym miernikiem cyfrowym opisanym w nrze 9/82 „Re", przy czym można nią dokonywać pomiaru pojemności w zakresie od 1 pF do 30 mF. Pomiar jest dokonywany w sposób pośredni za pomocą miernika cyfrowego mierzącego czas trwania jednego okresu przebiegu prostokątnego występującego na wyjściu przystawki w trakcie pomiaru.

Podstawową częścią układu pomiarowego jest scalony układ czasowy typu 555 (opisany szczegółowo w nrze 4–5/82 „Re). Układ ten generuje przebieg prostokątny o częstotliwości zależnej od pojemności mierzonego kondensatora Cx. Zakresy pomiarowe oraz zależności czasowe od wartości pojemności Cx są przedstawione w tablicach na rysunku. Podane są tam również wzory dotyczące pracy układu scalonego.

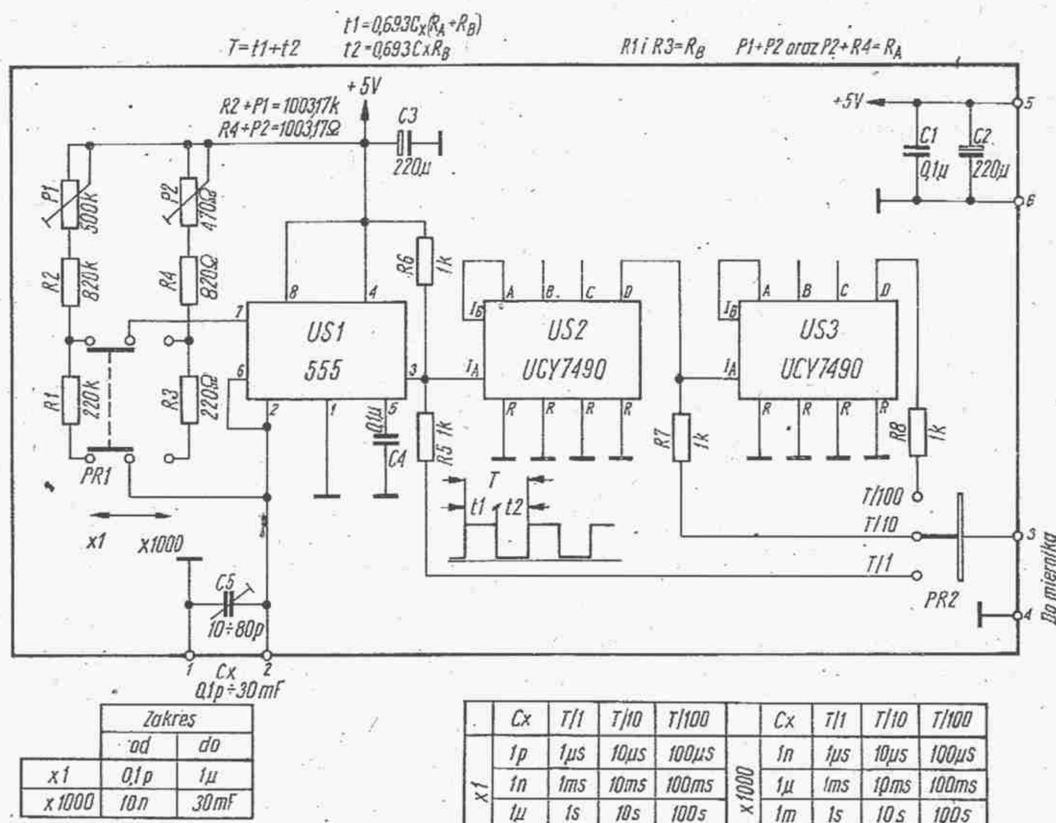
Płytkę montażową przystawki należy zaprojektować „ciasno", zwracając szczególną uwagę na to, aby połączenia między elementami RC i końcówkami 2 i 7 układu 555 były jak najkrótsze. Należy również skrócić do minimum przewody łączące końcówki 1 i 2 płytki (Cx) z zaciskami pomiarowymi.

Uruchomienie układu polega na takim ustawieniu wartości potencjometrów P1 i P2, aby przystawka mierzyła pojemność z minimalnym błędem. Regulacja wymaga posiadania kilku kondensatorów o wartościach pojemności zawartych w przedziale 1...10 nF, których pojemności są znane z dużą dokładnością. Po przyłączeniu przystawki do miernika cyfrowego i ustawieniu przełącznika PR1 w położenie „x1", można rozpocząć jej strojenie. Proces ten, prowadzony metodą „kolejnych prób" należy prowadzić do momentu, gdy ustawienie potencjometru P1 jest takie, że umożliwia stosunkowo najdokładniejszy pomiar znanych pojemności. Z ostatniego pomiaru pojemności wzorcowych należy ułożyć tablicę, z której wynika, że wszystkie mierzone pojemności różnią się od pojemności rzeczywistych kondensatorów o określoną jednakową wartość (rzędu kilkunastu do kilkudziesięciu pF). Wartość ta jest pojemnością wejściową przystawki. Następnie należy tak ustalić wartość trymera C5, aby wartość wejściowa przystawki wynosiła dokładnie 100 pF, co ułatwi odczyt mierzonych pojemności.

Zestrojenia przystawki na zakresie „x1000" dokonuje się w taki sam sposób, używając kondensatorów wzorcowych o pojemności 1...10 μF. Podczas pomiarów należy pamiętać o ustalonej poprzednio pojemności wejściowej, której wartość należy odejmować od wartości mierzonej.

Ostatnią próbą sprawdzającą prawidłowość zestrojenia jest pomiar na każdym z zakresów tej samej pojemności (np. 470 nF). Wynik obu pomiarów powinien być identyczny. Różnice świadczą o niewłaściwym doborze wartości elementów P1, P2 i C5.

Różnica 100 pF przy pomiarach pojemności rzędu μF nie ma znaczenia, natomiast istotne są dokładne pomiary małych pojemności. Należy w tym przypadku pamiętać o pojemności wejściowej przystawki i odejmować ją od wyniku pomiaru (np. wynik pomiaru 115 pF przy



	Zakres od	Zakres do
x1	0,1p	1μ
x1000	10n	30mF

	Cx	T/1	T/10	T/100
x1	1p	1μs	10μs	100μs
x1	1n	1ms	10ms	100ms
x1	1μ	1s	10s	100s
x1000	1n	1μs	10μs	100μs
x1000	1μ	1ms	10ms	100ms
x1000	1m	1s	10s	100s

pojemności wejściowej 100 pF wskazuje, że wartość mierzonego kondensatora lub innego elementu wynosi 15 pF).

Pojemność wejściową ustala się na 100 pF dlatego, że łatwo jest ją odejmować w trakcie przeprowadzania pomiarów oraz dlatego, że ogranicza ona maksymalną częstotliwość drgań generatora utworzonego z układu scalonego 555. Z tego samego powodu minimalna wartość pojemności mierzonej w zakresie „x1000" wynosi 10 nF.

Układy scalone US2 i US3 pełnią funkcję dzielników częstotliwości o podziale 1/10; wyjścia „T/10" i „T/100" tych układów ułatwiają współpracę przystawki z miernikiem (wynika to z zamieszczonej na rysunku tablicy).

Przystawka jest zasilana napięciem +5 V TTL pobieranym ze współpracującego miernika. Stałość napięcia zasilania jest istotna dla dokładności działania przystawki. Pobór prądu z zasilacza wynosi około 60 mA.

W czasie użytkowania przystawki należy pamiętać o tym, że ewentualne stosowanie doprowadzających przewodów pomiarowych powoduje wprowadzenie błędu spowodowanego pojemnością wzajemną tych przewodów.

Układ przystawki zaczerpnięto z periodyku „Amatèrskè Radio" nr 1/81. Przedstawione tam założenia teoretyczne, dotyczące działania układu, budzą wątpliwości chociaż opisany układ pracuje prawidłowo.

M.G.W.

LITERATURA

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone w systemach cyfrowych. WKŁ, 1980.
2. Rezler J.: Układ scalony 555. „Radioelektronik" 4–5/1982.
3. Ehrle H.: Kapazitäts – Konverter. „Funkschau" 12/1981.

Scalone wzmacniacze mocy jako stabilizatory napięcia

WOJCIECH LERCH

Scalone wzmacniacze mocy m.cz. mogą być również wykorzystywane do budowy zasilacza o niezłych parametrach, a przy tym nieskomplikowanych i łatwych do wykonania przez początkującego radioamatora. Poniżej opisano sposób wykorzystania układów scalonych z serii UL1401L ... UL1405L (w obudowie T-03) łatwo dostępnych i tanich. Pozakatalogowe egzemplarze tych układów są sprzedawane po obniżonych cenach, z oznaczeniem L401 ... L405.

Schemat układu scalonego przedstawiono na rys. 1. Jako stabilizator szeregowy można wykorzystać jeden z tranzystorów stopnia wyjściowego, T7 lub T9 w zależności od tego, czy chcemy stabilizować napięcie dodatnie czy ujemne.

Jeśli wzmacniacz pracuje z całkowitym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, jego wzmocnienie jest równe jedności, czyli napięcie na wyjściu (wyprowadzenie 2) równa się napięciu na wejściu (wyprowadzenie 7). Pozostawiając to wejście nie podłączone, otrzymamy aktywny dzielnik napięcia, dzielący na połowę napięcie wejściowe, tj. zasilające, przyłączone do wyprowadzenia 3, jak to przedstawiono na rys. 2. Połączenie wyprowadzeń 2 i 8 powoduje silniejsze sprzężenie zwrotne, a połączenie wyprowadzeń 6–7 zwiera niepotrzebny wewnętrzny rezystor 10 kΩ (patrz rys. 1).

Aby uzyskać stabilizator należy do wejścia 7 doprowadzić napięcie odniesienia z diody Zenera. Schemat takiego najprostszego stabilizatora przedstawiono na rysunku 3.

Rezystor R_D polaryzujący diodę nie jest konieczny, jeśli wystarczy prąd diody uzyskany dzięki wewnętrznemu rezystorowi 10 kΩ między wyprowadzeniami 6 i 7. W przeciwnym razie wartość R_D obliczamy ze wzoru:

$$R_D = \frac{(U1_{min} - U2)\ 10\ k\Omega}{I_D \cdot 10\ k\Omega - U1_{min} + U2}$$

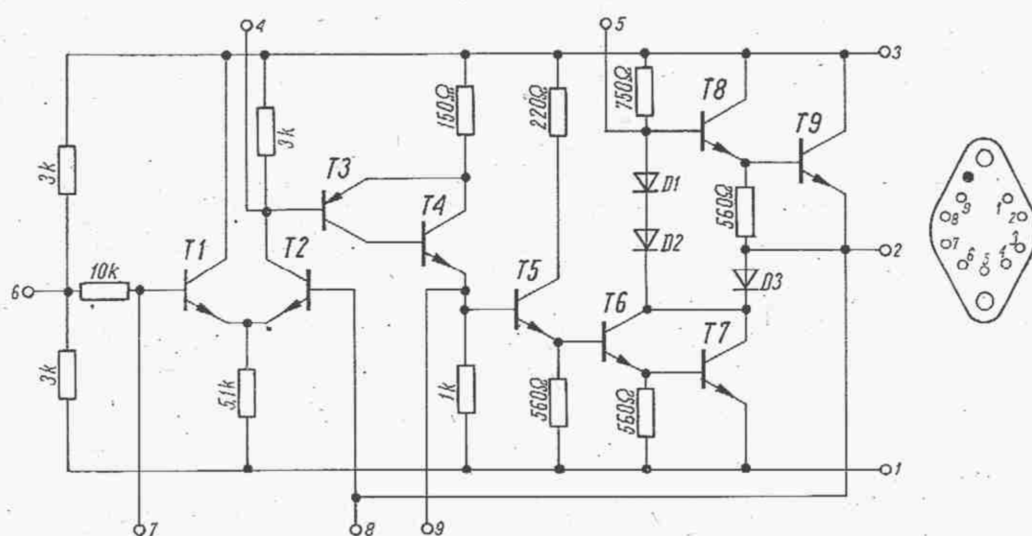
w którym:

$U_{1\ min}$ – minimalne napięcie wejściowe (zasilające),

U_2 – napięcie wyjściowe,

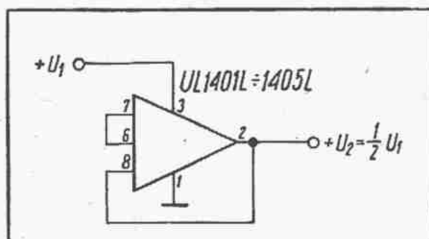
I_D – optymalny prąd diody Zenera.

Zależność ta dotyczy również wszystkich układów z rysunków następnych.

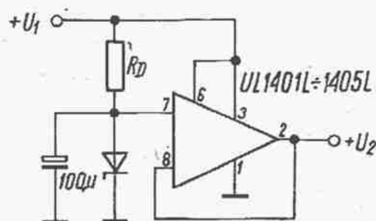


Rys. 1. Schemat układu scalonego z serii UL1401L... UL1405L

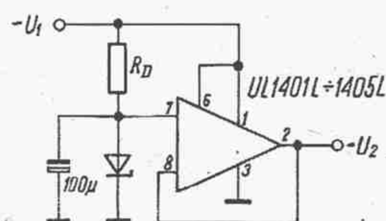
1 – masa układu, 2 – wyjście, 3 – zasilanie, 4–5 – tłumienie oscylacji, 6 – odsprzężenie zasilania, 7 – wejście, 8 – sprzężenie zwrotne, 9 – korekcja częstotliwości



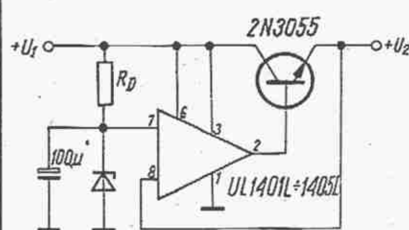
Rys. 2. Aktywny dzielnik napięcia



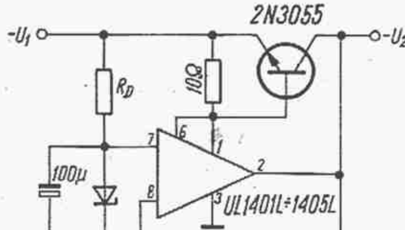
Rys. 3. Podstawowy układ stabilizatora



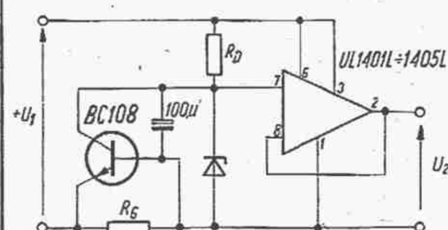
Rys. 4. Stabilizator napięcia ujemnego



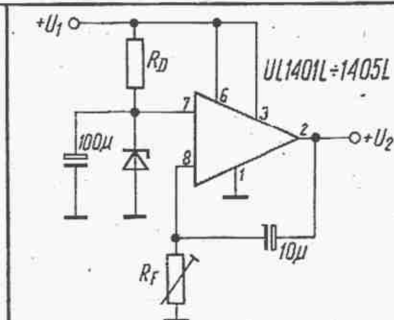
Rys. 5.
Stabilizator napięcia dodatniego do 10 A



Rys. 6.
Stabilizator napięcia ujemnego do 10 A



Rys. 7.
Stabilizator z ograniczeniem prądowym



Rys.8. Stabilizator z regulacją napięcia

Niektóre dopuszczalne wartości parametrów eksploatacyjnych układów scalonych UL1401L...UL1405L (obudowa TO3)

Parametry	Typ układu scalonego				Jedn.
	UL1401	UL1402	UL1403	UL1405	
Napięcie zasilania (U_1)	16	18	25	28	V
Prąd wyjściowy (I_0)	1,0	1,5	1,5	1,5	A
Moc całkowita bez radiatora	2	2	2	2	W
Moc całkowita z radiatorem Al 100×100×1 mm	–	6,5	6,5	6,5	W

Na rysunkach 4...8 przedstawiono modyfikacje podstawowego układu stabilizatora: stabilizator napięcia ujemnego (rys. 4), dwa stabilizatory o zwiększonej obciążalności (do 10 A zależnie od wartości napięć i wielkości radiatorów) dla napięcia dodatniego (rys. 5) i ujemnego (rys. 6), stabilizator z ograniczeniem prądowym (rys. 7) oraz z regulacją napięcia (rys. 8).

Oczywiście można tworzyć bardziej rozbudowane układy, np. przez jednoczesne zastosowanie kilku takich modyfikacji.

Dla układu z rys. 7 wartość $R_G = \frac{0{,}7\ (V)}{I_{ogr}\ (A)}$ (I_{ogr} = prąd ograniczania), natomiast dla układu z rysunku 8 wartość regulowanego napięcia

$$U_2 = \frac{R_F + 10\ k\Omega}{R_F} \cdot U_z$$

(U_z – napięcie Zenera).

W przypadku, gdy w projektowanych stabilizatorach wydzielana wewnątrz układu scalonego moc przekracza 2 W, jego obudowę należy przymocować do radiatora. (Np. radiator wykonany z blachy AL 100×100×1 mm dopuszcza moc do 6,5 W).

Wielkość wydzielanej mocy określają wzory:

$P_o = (U1_{max} - U2) \cdot \frac{I_o}{h_{21E}}$ dla układów z rys. 5 i 6

$P_0 = (U1_{max} - U2) \cdot I_o$ dla pozostałych układów. (I_o = prąd wyjściowy).

Tranzystory z rys. 5 i 6 oczywiście również wymagają odpowiednich radiatorów.

W tablicy przedstawiono niektóre dopuszczalne parametry układów scalonych UL1401L...UL1405L.

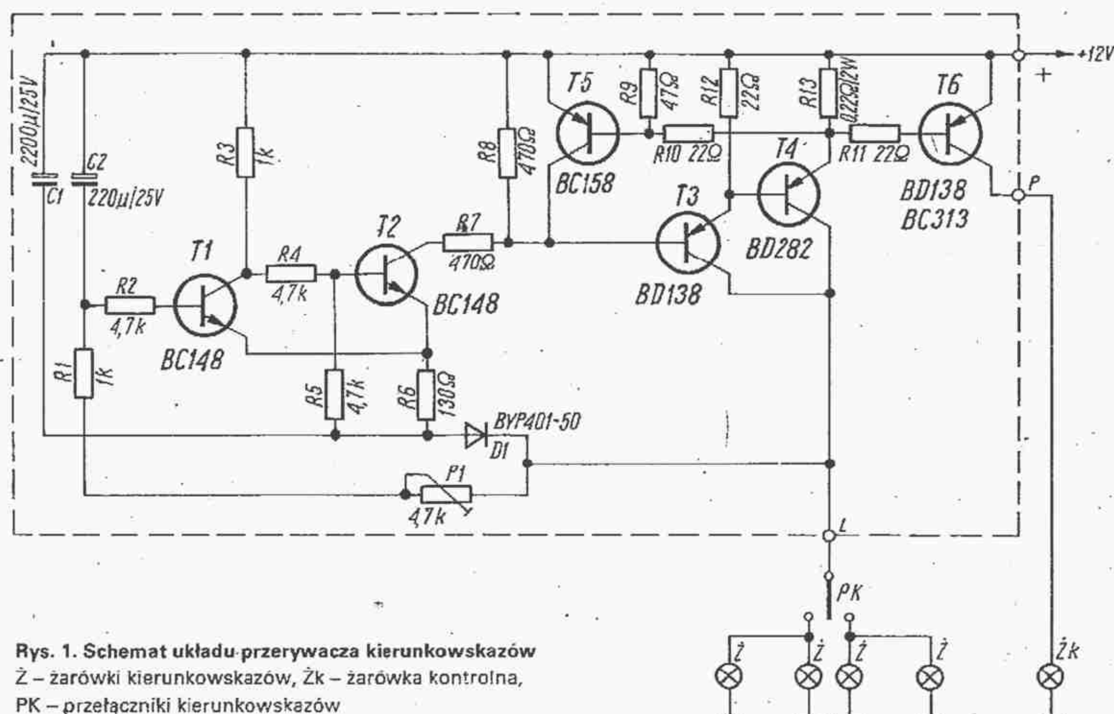
Apel Centralnej Komisji Historycznej SEP

Centralna Komisja Historyczna Stowarzyszenia Elektryków Polskich zwraca się do członków SEP, do ogółu elektryków oraz do instytucji z prośbą o zgłaszanie obiektów związanych z elektryką, zasługujących na zachowanie jako zabytek rozwoju techniki, zwłaszcza polskiej elektryki. Zgłoszenia należy kierować do Centralnej Komisji Historycznej SEP lub do Muzeum Techniki NOT (Warszawa, Pałac Kultury i Nauki).

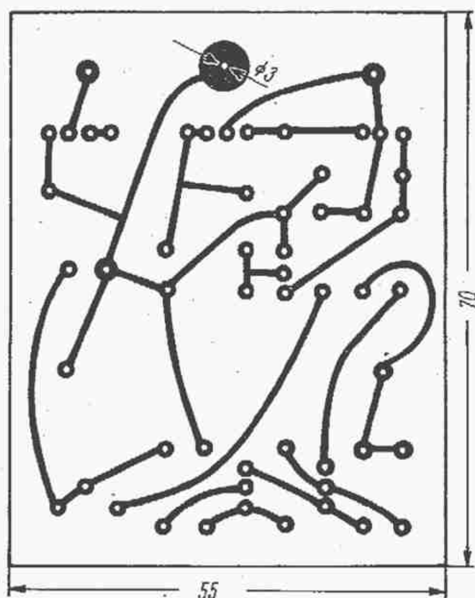
Elektroniczny przerywacz kierunkowskazów

Stosowane obecnie elektromechaniczne przerywacze kierunkowskazów mają wiele wad, takich jak: mała niezawodność, duża zależność parametrów od napięcia zasilania, zmiana częstotliwości pulsacji świateł lub całkowity zanik świecenia przy przepaleniu tylko jednej żarówki. Wad tych nie ma układ elektroniczny, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

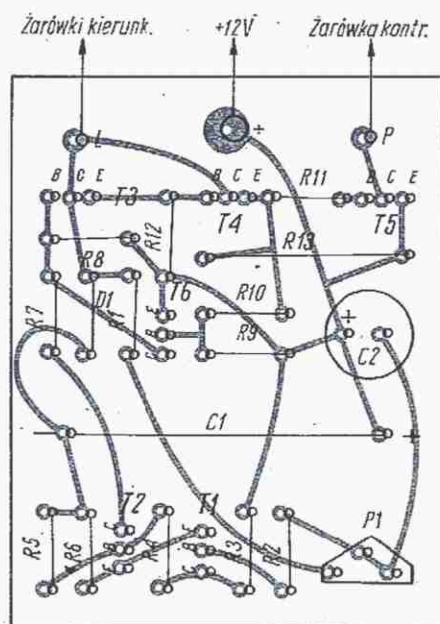
Układ zawiera przerzutnik Schmitta z tranzystorami T1 i T2, stopień mocy z tranzystorami T3 i T4, układ sprzężenia zwrotnego z elementami R1 i P1, zasilacz żarówki kontrolnej z tranzystorem T6, oraz ogranicznik prądu zimnego włókna, wyposażony w tranzystor T5. Przerzutnik Schmitta jest zasilany impulsowo za pomocą żarówek oraz diody D1. Kondensator C1 „wygładza" to napięcie. Po włączeniu zasilania przełącznikiem kierunkowskazów PK, kondensator C2 ładuje się wprowadzając tranzystor T1 w stan nasycenia. Wtedy tranzystory T2, T3 i T4 są zatkane a żarówki nie świecą. Po naładowaniu się kondensatora C2, tranzystor T1 zostaje zatkany a tranzystory T2... T4 przewodzą, żarówki rozbłyskują, a kondensator C2 rozładowu-



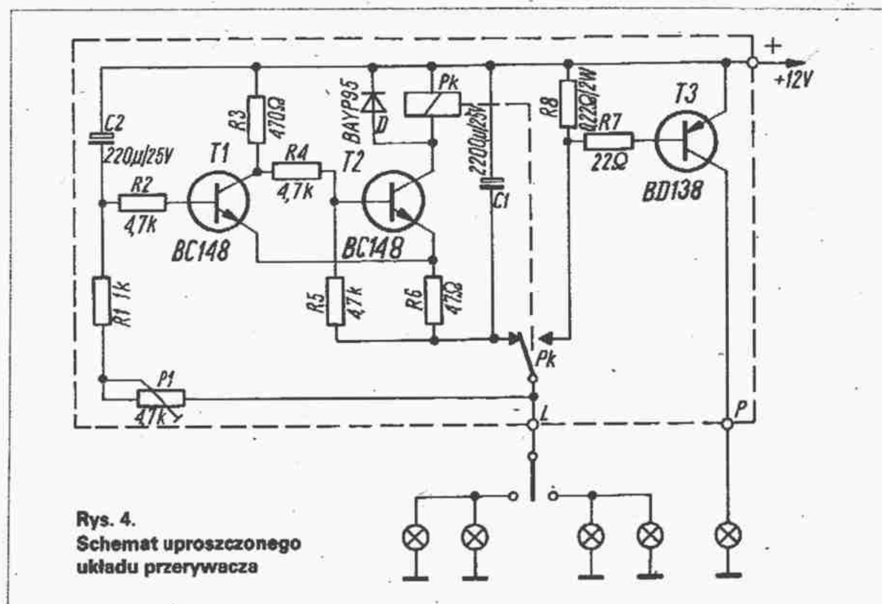
Rys. 1. Schemat układu przerywacza kierunkowskazów
Ż – żarówki kierunkowskazów, Żk – żarówka kontrolna,
PK – przełączniki kierunkowskazów



Rys. 2. Schemat płytki i połączeń drukowanych



Rys. 3. Schemat płytki montażowej



Rys. 4. Schemat uproszczonego układu przerywacza

je się przez rezystor R1 i potencjometr P1. Wzrasta napięcie bazy tranzystora T1. Po osiągnięciu progu przewodzenia tranzystor T1 nasyca się i cały cykl się powtarza.

Po odłączeniu którejkolwiek z żarówek kierunkowskazów, częstotliwość błysków nie ulega zmianie, a żarówka kontrolna gaśnie.

Zastosowany tu ogranicznik prądu, w którym pracuje tranzystor T5, nie tylko zabezpiecza tranzystor mocy T4, ale także ogranicza prąd płynący przez zimne włókna żarówek, przedłużając w ten sposób ich żywotność.

W zakresie zmian napięcia zasilania od 10 do 16 V nie stwierdzono znaczniejszych zmian pulsacji częstotliwości błysków żarówek.

Parametry układu dobrano do współpracy z kierunkowskazami samochodu Fiat 126p, w skład których wchodzą dwie żarówki 12 V, 21 W i jedna żarówka kontrolna 12 V/1,2 W.

Pełną wymienność z konwencjonalnym przerywaczem kierunkowskazów osiągnięto przez zastosowanie identycznego układu trzech końcówek: zasilanie +12 V, wyjście do przełącznika kierunkowskazów L i wyjście do żarówki kontrolnej P. Wykorzystano oryginalną płytkę z końcówkami, wymontowaną z uszkodzonego przerywacza.

Na rysunku 2 przedstawiono płytkę drukowaną z połączeniami, a na rys. 3 – schemat montażowy.

Rezystor R13 powinien być drutowy o obciążalności minimum 2 W, np. typu RDO. Pozostałe rezystory typu MŁT 0,25 W. Tranzystor BD282 należy umieścić na radiatorze z blachy miedzianej lub aluminiowej o grubości 2 mm i powierzchni ok. 4 cm². Otwór Ø 3 mm w płytce drukowanej służy do mocowania.

Płytkę po uruchomieniu należy szczelnie obudować lub pomalować lakierem zabezpieczającym przed wilgocią.

Jedną z zalet opisanego rozwiązania jest brak elementów mechanicznych. Rezygnując z tego i stosując przekaźnik, można układ znacznie uprościć. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 4.

Zasada działania jest identyczna jak poprzednio. Zestyki bierne przekaźnika zastępują diodę D1, a czynne stopień mocy. Oczywiście ten układ nie ogranicza maksymalnego prądu żarówek.

Zastosowano przekaźnik typu RM2 na napięcie 12 V o rezystancji cewki ok. 260 Ω. Do regulacji częstotliwości błysków, służy potencjometr P1.

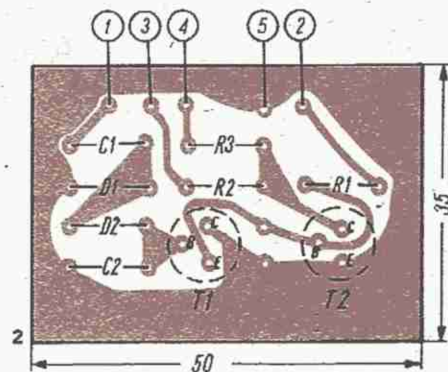
Nie należy dobierać zbyt małej częstotliwości, ponieważ układ może przestać generować drgania (przy częstotliwości mniejszej niż 0,5 Hz). Wtedy nie nasyca się tranzystor T4 (rys. 1) i może ulec przegrzaniu.

W obydwu opisanych układach można zastosować tranzystory CEMI przeznaczone dla radioamatorów.

mgr inż. Jan Guziński

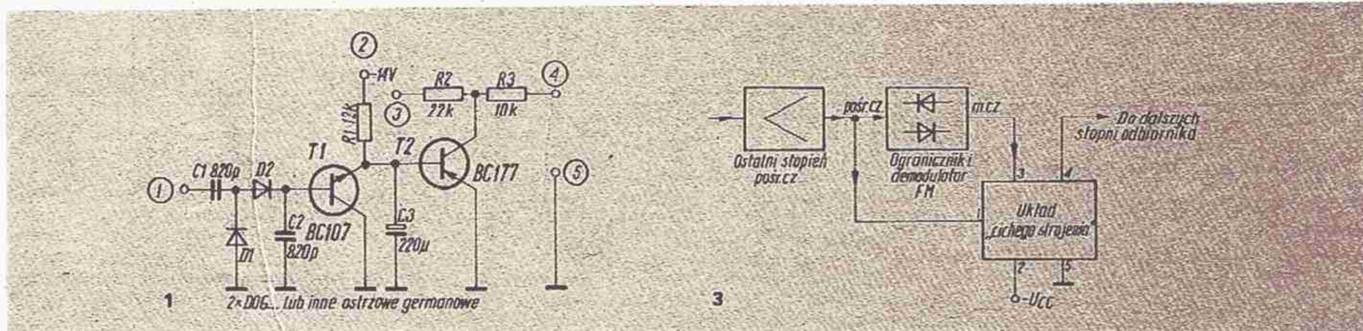
Układ „cichego strojenia" w zakresie UKF

Użytkownicy tańszych odbiorników radiowych z zakresem UKF wiedzą, że podczas przestrajania w tymże zakresie, między stacjami występuje silny szum, który nie jest przyjemny dla uszu. To zjawisko można wyeliminować przez wprowadzenie do odbiornika prostego układu, oszczędnego i nie wymagającego strojenia. Schemat układu przedstawiono na rys. 1.



2

lub zbyt mała wartość powoduje zablokowanie tranzystora T1 i nasycenie T2, dzięki czemu wyjście jest zwarte przez rezystor separacyjny R3 i tranzystor T2 do masy układu. Na wyjściu (4) może pojawić się sygnał m.cz. tylko w obecności napięcia pośr.cz. (na zacisku 1). Układ działa bez zastrzeżeń od razu po zmontowaniu i dostosowaniu go do od-



1 3

Obecność tego układu w odbiorniku umożliwia ponadto stłumienie słabych stacji (o dużym współczynniku szumów) i dokładniejsze dostrojenie silniejszych stacji (na maksimum sygnału m.cz.).

Rezystor R2 i tranzytor T2 tworzą dzielnik napięciowy, w którym stosunek podziału zależy od wielkości zdemodulowanego amplitudowo sygnału pośr.cz.; jego brak biornika. Wymaga jednak odpowiedniego napięcia zasilającego. Jeżeli dysponujemy napięciem o innej wartości niż podane na schemacie, to należy zmienić wartość rezystora R1 proporcjonalnie do zmiany napięcia zasilającego. Oczywiście zmiana biegunowości napięcia zasilania musi pociągnąć za sobą odwrócenie kierunku przewodzenia diod, biegunowości kondensatora C3 i zamianę miejscami tranzystorów T1 i T2. Wyłączenie napięcia zasilającego układ eliminuje jego działanie, zdemodulowany sygnał FM z szumami włącznie jest przenoszony do dalszych stopni odbiornika. Na rysunku 2 przedstawiono schemat połączeń drukowanych i montażu. Rysunek 3 ilustruje zasadę dołączenia układu do odbiornika.

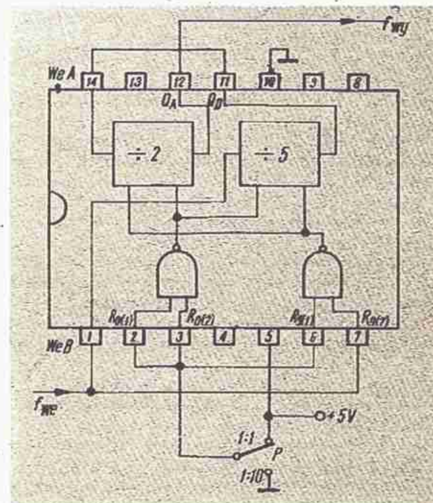
Jacek Pocętek

Przełączany dzielnik częstotliwości

Układ cyfrowy UCY7490 jest scalonym licznikiem dziesiętnym. Zawiera dzielnik o współczynniku dzielenia 2 i dzielnik o współczynniku dzielenia 5 o niezależnych wejściach i wyjściach. Wspólne są natomiast wejścia zerujące i ustawiające. Popularnym zastosowaniem tego licznika jest użycie go jako dzielnika częstotliwości. Często przy tym występuje potrzeba zmiany podziału z 10:1 na 1:1, np. przy szybkim ustawianiu w zegarze, zmianie zakresu w częstościomierzu itp. Można oczywiście zastosować przełączniki, co jednak nie jest zalecane przy większych częstotliwościach. Można również zastosować dwie lub trzy bramki logiczne i przełączać częstotliwości sygnałem logicznym.

Proste rozwiązanie tego problemu jest przedstawione w układzie na rysunku obok.

Działanie dzielnika jest zależne od poziomu na połączonych wejściach 2, 3, 6. Gdy poziom ten jest niski, dzielnik pracuje normalnie i dzieli przez 10. Możliwe jest również uzyskanie podziału przez 5, gdy sygnał wyjściowy będzie pobierany z wyjścia QD, a także podziału przez 2, gdy sygnał wejściowy doprowadzi się do wejścia A. Gdy poziom na wejściach 2, 3 i 6 jest wysoki, układ działa następująco. Wysoki poziom na wejściu f_{wej}, który jest doprowadzany również do wejścia $R_{g(2)}$,



Wejścia ustawiające				Wyjścia			
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	Liczenie			
L	X	L	X	Liczenie			
L	X	X	L	Liczenie			
X	L	L	X	Liczenie			

spowoduje ustawienie wyjść QA i QD w stan wysoki, zaś poziom niski na wejściu daje na wyjściach również poziom niski (patrz tablica funkcji). Tak więc częstotliwość na wyjściach QA i QD będzie równa częstotliwości f_{wej}. Fakt doprowadzania sygnałów o częstotliwości f_{wej} jednocześnie do wejścia licznika i do wejścia ustawiającego, nie wpływa na działanie układu, ponieważ wejścia ustawiające są dominujące. Zamiast napięcia z przełącznika, do wejść 2, 3, 6 można doprowadzić sterujący sygnał logiczny o poziomach TTL.

inż. Piotr Bardoń